

JP 2007-503767 A 2007.2.22

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2007-503767

(P2007-503767A)

(43) 公表日 平成19年2月22日(2007.2.22)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04J 15/00 (2006.01)	H04J 15/00	5K022
H04B 7/04 (2006.01)	H04B 7/04	5K059
H04B 7/06 (2006.01)	H04B 7/06	
H04B 7/08 (2006.01)	H04B 7/08	D

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 94 頁)

(21) 出願番号 特願2006-524746 (P2006-524746)
 (86) (22) 出願日 平成18年8月17日 (2004. 8. 17)
 (85) 翻訳文提出日 平成18年4月21日 (2006. 4. 21)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2004/027038
 (87) 国際公開番号 WO2005/022817
 (87) 国際公開日 平成17年3月10日 (2005. 3. 10)
 (31) 優先権主張番号 10/650, 295
 (32) 優先日 平成15年8月27日 (2003. 8. 27)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

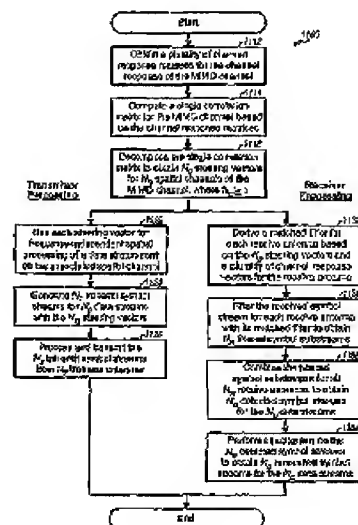
(71) 出願人 585020643
 クアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100088479
 弁理士 鈴江 武彦
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088583
 弁理士 中村 誠
 (74) 代理人 100108555
 弁理士 誠田 昌俊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 広帯域MISOおよびMIMOシステム背景のための周波数独立空間処理

(57) 【要約】

MISOおよびMIMOシステムにおける周波数独立した固有ステアリング (eigensteering) が記載される。基本モードおよびマルチモード固有ステアリングの場合、チャネル応答マトリクスに基づいてMIMOチャネルのために相関マトリクスが計算され、分解されてMIMOチャネルのNSの空間チャネルのNSの周波数独立したステアリングベクトルを得る。NDのデータシンボルストリームは、NDのステアリングベクトルを用いてNDの最良空間チャンネル上に送信される。但し、基本モード固有ステアリングの場合ND=1であり、マルチモード固有ステアリングの場合ND>1である。主経路固有ステアリングの場合、データシンボルストリームは、MIMOチャネルの (例えば最大エネルギーを有する) 主伝搬路のための最良空間チャンネル上に送信される。受信機固有ステアリングの場合、データシンボルストリームは、その受信アンテナのために取得したステアリングベクトルに基づいて受信アンテナに向けられる。すべての固有ステアリングスキームの場合、受信アンテナのステアリングベクトルおよびチャネル応答ベクトルに基づいて



(2)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムにおいて空間処理を実行する方法において、

MIMOシステム内のMIMOチャネルのチャネル応答のための複数のチャネル応答マトリクスを得ることと、

前記複数のチャネル応答マトリクスに基づいて前記MIMOチャネルのための相関マトリクスを計算することと、

前記相関マトリクスを分解して前記MIMOチャネルの少なくとも1つの空間チャネルのための少なくとも1つのステアリングベクトルを得ることであって、前記少なくとも1つのステアリングベクトルは、前記少なくとも1つのステアリングベクトルに関連する少なくとも1つの空間チャネルに送信されたデータストリームの周波数独立した空間処理のための送信エンティティにより使用されることを備えた方法。 10

【請求項 2】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記MIMOチャネルのチャネルインパルス応答の複数の時間遅延のための複数のチャネルインパルス応答マトリクスを含む、請求項1の方法。

【請求項 3】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記MIMOチャネルの複数のサブバンドのためのチャネル周波数応答のための複数のチャネル周波数応答マトリクスを含む、請求項1の方法。 20

【請求項 4】

前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを計算することは、前記複数のチャネル応答マトリクスの各々の相関マトリクスを計算し、前記複数のチャネル応答マトリクスのための複数の相関マトリクスを得、前記複数のチャネル応答マトリクスのための前記複数の相関マトリクスを加算して前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを得る、請求項1の方法。

【請求項 5】

前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを計算することは、前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの各々のエネルギーを決定し、前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの中で最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスを識別し、前記最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスを計算し前記MIMOチャネルの前記相関マトリクスを発生することを含む、請求項2の方法。 30

【請求項 6】

前記相関マトリクスの固有値分解が実行され、前記MIMOチャネルの前記少なくとも1つの空間チャネルのための前記少なくとも1つのステアリングベクトルを得る、請求項1の方法。

【請求項 7】

前記少なくとも1つのステアリングベクトルをフィードバック情報として前記送信エンティティに送信することをさらに含む、請求項1の方法。 40

【請求項 8】

前記少なくとも1つのステアリングベクトルは、前記送信エンティティにより使用され、前記MIMOチャネルの前記少なくとも1つの空間チャネル上に送信された少なくとも1つのデータストリームのための複数の送信チップストリームを発生するために前記送信エンティティにより使用される、請求項1の方法。

【請求項 9】

前記周波数独立した空間処理は、OFDM変調により前記データストリームのために発生された時間ドメインチップのストリーム上の時間ドメインにおいて送信エンティティにより実行される、請求項1の方法。 50

(3)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【請求項 10】

前記周波数独立した空間処理は、前記データストリームのために発生されたデータシンボル上の複数のサブバンドの各々のための前記周波数ドメインにおいて前記送信エンティティにより実行される、請求項 1 の方法。

【請求項 11】

前記複数のチャネル応答マトリクスから、受信エンティティにおいて複数の受信アンテナの各々のための複数のチャネル応答ベクトルを得ることと、
少なくとも 1 つのステアリングベクトルと前記それぞれの受信アンテナのための複数のチャネル応答ベクトルに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための整合フィルタを得ることをさらに備えた、請求項 1 の方法。

19

【請求項 12】

前記複数の受信アンテナの各々のための前記整合フィルタは、前記それぞれの受信アンテナのための受信された信号対雑音比 (SNR) を最大化するために使用される、請求項 11 の方法。

【請求項 13】

前記複数の整合フィルタを用いて前記複数の受信アンテナのための複数の受信シンボルストリームをフィルタリングすることをさらに備えた、請求項 11 の方法。

【請求項 14】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記 MIMO チャネルのチャネルインパルス応答の複数の時間遅延のための複数のチャネルインパルス応答マトリクスを含み、前記フィルタリングは、前記少なくとも 1 つのステアリングベクトルおよび前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスに基づいて前記複数の受信アンテナのために得られた複数の時間ドメイン整合フィルタを用いて前記時間ドメインにおいて実行される、請求項 13 の方法。

20

【請求項 15】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記 MIMO チャネルの複数のサブバンドのためのチャネル周波数応答のための複数のチャネル周波数応答マトリクスを含み、前記フィルタリングは、前記少なくとも 1 つのステアリングベクトルおよび前記複数のチャネル周波数応答マトリクスに基づいて前記複数の受信アンテナのために得られた複数の周波数ドメイン整合フィルタを用いて前記周波数ドメインにおいて実行される、請求項 13 の方法。

30

【請求項 16】

1 つのステアリングベクトルが得られ、1 つのデータストリームの周波数独立した空間処理のために送信エンティティにより使用される、請求項 1 の方法。

【請求項 17】

前記 1 つのステアリングベクトルおよび前記受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルに基づいて受信エンティティにおける複数の受信アンテナの各々のために整合フィルタを得ることであって、各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルは、前記複数のチャネル応答マトリクスから得られることと、
前記複数の整合フィルタを用いて前記複数の受信アンテナのための複数の受信されたシンボルストリームをフィルタリングすることと、
前記複数のフィルタされたシンボルストリームを結合して前記送信エンティティにより送信された前記 1 つのデータストリームのための検出されたシンボルストリームを得ることとをさらに備えた、請求項 16 の方法。

40

【請求項 18】

前記検出されたシンボルストリーム上で等化を実行し、前記 1 つのデータストリームのためのリカバーされたシンボルストリームを得ることをさらに備えた、請求項 17 の方法。

【請求項 19】

複数のステアリングベクトルが得られ、前記複数のステアリングベクトルに関連する複

50

(4)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

数の空間チャネル上に送信された複数のデータストリームの周波数独立した空間処理のために前記送信エンティティにより使用される、請求項1の方法。

【請求項20】

前記複数のステアリングベクトルおよび前記受信アンテナのための複数のチャネル応答ベクトルに基づいて受信エンティティにおける複数の受信アンテナの各々のための整合フィルターを得ることであって、各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルは前記複数のチャネル応答マトリクスから得られることと、

前記複数の整合フィルターを用いて前記複数の受信アンテナのために複数の受信されたシンボルストリームをフィルターし、複数のフィルターされたシンボルサブストリームを得ることと、

19

前記複数のフィルターされたシンボルサブストリームを結合して前記送信エンティティにより送信された前記複数のデータストリームのための複数の検出されたシンボルストリームを得ることとをさらに備えた、請求項19の方法。

【請求項21】

前記複数の検出されたシンボルストリームのための時空間等化を実行し、前記複数のデータストリームのための複数のリカバーされたシンボルストリームを得ることをさらに備えた、請求項20の方法。

【請求項22】

前記時空間等化は、最小平均二乗誤差リニアイコライザー(MMSE-L E)、決定フィードバックイコライザー(D F E)、または最大尤度シーケンスイコライザー(M L S E)を用いて実行される、請求項21の方法。

20

【請求項23】

無線多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおける装置において、

MIMOシステム内のMIMOチャネルのチャネル応答のための複数のチャネル応答マトリクスを得るためのチャネル推定器と、

前記複数のチャネル応答マトリクスに基づいて前記MIMOチャネルのための相関マトリクスを計算し、前記相関マトリクスを分解して前記MIMOチャネルの少なくとも1つの空間チャネルのための少なくとも1つのステアリングベクトルを得るためのコントローラーとを備え、前記少なくとも1つのステアリングベクトルは前記少なくとも1つのステアリングベクトルに関連する少なくとも1つの空間チャネル上に送信されたデータストリームの周波数独立した空間処理のために前記送信エンティティにより使用される装置。

30

【請求項24】

前記コントローラーは、前記複数のチャネル応答マトリクスの各々の相関マトリクスを計算し、前記複数のチャネル応答マトリクスのための複数の相関マトリクスを得、前記複数の相関マトリクスを加算して前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを得る、請求項23の装置。

【請求項25】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記MIMOチャネルのチャネルインパルス応答の複数の時間遅延のための複数のチャネルインパルス応答を含み、前記コントローラーは、前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの各々のエネルギーを決定し、前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの中で最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスを計算する、請求項23の装置。

40

【請求項26】

複数の受信アンテナのための複数の整合フィルターであって、各受信アンテナに対して1つの整合フィルターが割当られ、各整合フィルターは、関連する受信アンテナのための受信されたシンボルストリームをフィルターするために使用されフィルターされたシンボルストリームを得、各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルは、前記複数のチャネル応答マトリクスから得られる複数の整合フィルターと、

前記複数の整合フィルターからの複数のフィルターされたシンボルストリームを結合し、前記送信エンティティにより送信された少なくとも1つのデータストリームのための少

50

(5)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

なくとも1つの検出されたシンボルストリームを得るコンバイナーとをさらに備えた請求項23の装置。

【請求項27】

無線多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおける装置において、

MIMOシステム内のMIMOチャネルのチャネル応答のための複数のチャネル応答マトリクスを得る手段と、

前記複数のチャネル応答マトリクスに基づいて前記MIMOチャネルのための相関マトリクスを計算する手段と、

前記相関マトリクスを分解して前記MIMOチャネルの少なくとも1つの空間チャネルのための少なくとも1つのステアリングベクトルを得る手段とを備え、前記少なくとも1つのステアリングベクトルは、少なくとも1つのステアリングベクトルに関連する少なくとも1つの空間チャネル上に送信されるデータストリームの周波数独立した空間処理のために送信エンティティにより使用される装置。 10

【請求項28】

前記相関マトリクスを計算する手段は、

前記複数のチャネル応答マトリクスの各々の相関マトリクスを計算し、前記複数のチャネル応答マトリクスのための複数の相関マトリクスを得る手段と、

前記複数の相関マトリクスを加算して前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを得る手段を含む、請求項27の装置。 20

【請求項29】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記MIMOチャネルのチャネルインパルス応答の複数の時間遅延のための複数のチャネルインパルス応答マトリクスを含む、請求項27の装置。

【請求項30】

前記相関マトリクスを計算する手段は、

前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの各々のエネルギーを決定する手段と、

前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの中で最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスを計算し、前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを得る手段を含む、請求項29の装置。 30

【請求項31】

MIMOシステムにおいて多重入力多重出力(MIMO)チャネルのチャネル応答のための複数のチャネル応答マトリクスを受信し、

前記複数のチャネル応答マトリクスに基づいて前記MIMOチャネルのための相関マトリクスを計算し、

前記相関マトリクスを分解して前記MIMOチャネルの少なくとも1つのステアリングベクトルを得るように動作可能な命令を記憶するためのプロセッサ読み出し可能媒体であって、前記少なくとも1つのステアリングベクトルは、前記少なくとも1つのステアリングベクトルに関連する前記少なくとも1つの空間チャネル上に送信されたデータストリームの周波数独立した空間処理のために送信エンティティにより使用されるプロセッサ読み出し可能媒体。 40

【請求項32】

前記複数のチャネル応答マトリクスの各々の相関マトリクスを計算し、前記複数のチャネル応答マトリクスのための複数の相関マトリクスを得、

前記複数の相関マトリクスを加算して前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを得るように動作可能な命令をさらに記憶する請求項31のプロセッサ読み出し可能媒体。

【請求項33】

前記複数のチャネル応答マトリクスは、前記MIMOチャネルのチャネルインパルス応答の複数の時間遅延のための複数のチャネルインパルス応答マトリクスを含む、請求項31のプロセッサ読み出し可能媒体。 50

(6)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【請求項 3 4】

前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの各々のエネルギーを計算し、
前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの中で最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスを計算し、前記MIMOチャネルのための前記相関マトリクスを得るように動作可能な命令をさらに記憶する、請求項 3 3 のプロセッサ読み出し可能媒体。

【請求項 3 5】

多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムにおいて空間処理を実行する方法において

前記MIMOシステム内のMIMOチャネルのための複数のチャネルインパルス応答マトリクスを得ることであって、前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスは、前記MIMOチャネルのチャネルインパルス応答の複数の時間遅延を含むことと、

前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの各々のエネルギーを計算することと、
前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスの中で最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスを、前記MIMOチャネルの主経路のためのチャネルインパルス応答マトリクスとして識別することと、

前記主経路のための前記チャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスを計算することと、

前記相関マトリクスを分解して前記主経路の空間チャネルのためのステアリングベクトルを得ることであって、前記ステアリングベクトルは、前記MIMOチャネルを介して送信されたデータストリームの周波数独立した空間処理のための送信エンティティにより使用されることとを備えた方法。

【請求項 3 6】

前記主経路のための前記相関マトリクスの固有値分解が実行され前記主経路の前記空間チャネルのための前記ステアリングベクトルを得る、請求項 3 5 の方法。

【請求項 3 7】

前記ステアリングベクトルと、前記受信アンテナのための複数のチャネルインパルス応答ベクトルに基づいて、受信エンティティにおける複数の受信アンテナの各々のための整合フィルタを得ることであって各受信アンテナのための前記複数のチャネルインパルス応答ベクトルは前記複数のチャネルインパルス応答マトリクスから得られることと、

前記複数の整合フィルタを用いて前記複数の受信アンテナのための複数の受信されたシンボルストリームをフィルタすることとを備えた、請求項 3 5 の方法。

【請求項 3 8】

送信エンティティにおいて複数の送信アンテナを有し、受信エンティティにおいて複数の受信アンテナを有する無線通信システムにおいて空間処理を実行する方法において、前記複数の受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの複数のセットを得ることであって、各受信アンテナに対して1つのセットが割り当てられ、チャネル応答ベクトルの各セットは、前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナの1つとの間のチャネル応答を示すことと、

前記受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための相関マトリクスを計算することと、

各受信アンテナのための前記相関マトリクスを分解して前記受信アンテナのためのステアリングベクトルを得ることであって、複数のステアリングベクトルは、前記複数の受信アンテナのために得られ、前記複数のステアリングベクトルは、前記受信エンティティに送信された少なくとも1つのデータストリームの周波数独立した空間処理のために前記送信エンティティにより使用されることとを備えた方法。

【請求項 3 9】

各受信アンテナのための前記相関マトリクスを計算することは、

前記受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルの各々の相関マトリクスを計算することと、

50

(7)

JP 2007-503757 A 2007.2.22

前記受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルのための前記複数の相関マトリクスを加算して、前記受信アンテナのための前記相関マトリクスを得ることを含む、請求項 38 の方法。

【請求項 40】

前記ステアリングベクトルと、前記受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための整合フィルタを得ることと、

前記受信アンテナのために前記整合フィルタを用いて前記複数の受信アンテナの各々のための受信されたシンボルストリームをフィルタし、前記受信アンテナのためのフィルタされたシンボルストリームを得ることと、

前記複数の受信アンテナのための複数のフィルタされたシンボルストリームを結合し、前記送信エンティティにより送信された前記少なくとも 1 つのデータストリームのための少なくとも 1 つの検出されたシンボルストリームを得ることをさらに備えた、請求項 38 の方法。 19

【請求項 41】

1 つのデータストリームは、前記複数のステアリングベクトルを用いて前記送信エンティティにより前記複数の受信アンテナに送信される、請求項 38 の方法。

【請求項 42】

複数のデータストリームは、前記複数のステアリングベクトルを用いて前記送信エンティティにより前記複数の受信アンテナに送信される、請求項 38 の方法。

【請求項 43】

前記ステアリングベクトルおよび前記受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルに基づいて前記複数の受信アンテナの各々の整合フィルタを得ることであって複数の整合フィルタは、前記複数の受信アンテナに対して得られることと、

前記複数の整合フィルタを用いて前記複数の受信アンテナのための複数の受信されたシンボルストリームをフィルタし、複数のフィルタされたシンボルストリームを得ることと、

前記複数のフィルタされたシンボルストリームを結合して前記送信エンティティにより送信された前記複数のデータストリームのための複数の検出されたシンボルストリームを得ることをさらに備えた、請求項 42 の方法。

【請求項 44】

前記複数の検出されたシンボルストリーム上で時空間等化を実行し前記複数のデータストリームのための複数のリカバーされたシンボルストリームを得ることを更に備えた請求項 43 の方法。

【請求項 45】

送信エンティティに複数の送信アンテナを有し、受信エンティティに複数の受信アンテナを有する無線通信システムにおける装置において、

前記複数の受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの複数のセットを得るためのチャネル推定器であって、チャネル応答ベクトルの各セットは、前記複数の送信アンテナと、前記複数の受信アンテナの 1 つとの間のチャネル応答を示すチャネル推定器と、

前記受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための相関マトリクスを計算し、各受信アンテナのための前記単一の相関マトリクスを分解して前記受信アンテナのためのステアリングベクトルを得るためのコントローラであって、複数のステアリングベクトルは、前記複数の受信アンテナに対して得られ、前記複数のステアリングベクトルは、前記受信エンティティに送信された少なくとも 1 つのデータストリームの周波数独立した空間処理のために前記送信エンティティにより使用されるコントローラとを備えた装置。 40

【請求項 46】

前記コントローラは、各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルの各々の相関マトリクスを計算し、前記受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルのための複数の相関マトリクスを得、前記受信アンテナのための前記複数のチャネル応 50

(8)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

答ベクトルのための前記複数の相関マトリクスを加算して前記それぞれの受信アンテナのための前記相関マトリクスを得る、請求項45の装置。

【請求項47】

前記コントローラーは、前記ステアリングベクトル、および前記それぞれの受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための整合フィルターを得る、請求項45の装置。

【請求項48】

前記複数の受信アンテナのための複数の整合フィルターであって、各受信アンテナに対して1つの整合フィルターが割り当てられ、各整合フィルターは、前記関連する受信アンテナのための受信されたシンボルストリームをフィルターするために使用されフィルターされたシンボルストリームを得る複数の整合フィルターと、
複数の整合フィルターから複数のフィルターされたシンボルストリームを結合し、前記送信エンティティにより送信された少なくとも1つのデータストリームのための少なくとも1つの検出されたシンボルストリームを得るコンパイナとをさらに備えた、請求項47の装置。

【請求項49】

無線通信システムにおける装置において、
複数の受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの複数のセットを得る手段であって、各受信アンテナに対して1つのセットが割り当てられ、チャネル応答ベクトルの各セットは、複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナの1つとの間のチャネル応答を示す手段と、
前記それぞれの受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための相関マトリクスを計算する手段と、

各受信アンテナのための前記単一の相関マトリクスを分解し、前記それぞれの受信アンテナのためのステアリングベクトルを得る手段であって、複数のステアリングベクトルは、前記複数の受信アンテナに対して得られ、前記受信エンティティに送信された少なくとも1つのデータストリームの周波数独立した空間処理のために前記送信エンティティにより使用される手段とを備えた装置。

【請求項50】

各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルの相関マトリクスを計算し、前記受信アンテナのための複数のチャネル応答ベクトルのための複数の相関マトリクスを得る手段と、

各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルのための前記複数の相関マトリクスを加算し、前記それぞれの受信アンテナのための前記相関マトリクスを得る手段とをさらに備えた、請求項49の装置。

【請求項51】

前記ステアリングベクトルと、前記それぞれの受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットとに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための整合フィルターを得る手段と、

前記受信アンテナのための前記整合フィルターを用いて前記複数の受信アンテナの各々のための受信されたシンボルストリームをフィルターし、前記それぞれの受信アンテナのためのフィルターされたシンボルストリームを得る手段と、

前記複数の受信アンテナのための複数のフィルターされたシンボルストリームを結合し、前記送信エンティティにより送信された前記少なくとも1つのデータストリームのための少なくとも1つの検出されたシンボルストリームを得る手段とをさらに備えた、請求項49の装置。

【請求項52】

複数の受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの複数のセットを受信することであって、各受信アンテナに対して1つのセットが割り当てられ、チャネル応答ベクトルの各セットは、複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナの1つとの間のチャネル応答を

(9)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

示すことと、

前記それぞれの受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々のための相関マトリクスを計算することと、

各受信アンテナのための前記相関マトリクスを分解し、前記それぞれの受信アンテナのためのステアリングベクトルを得ることであって、複数のステアリングベクトルは、前記複数の受信アンテナに対して得られ、受信エンティティに送信された少なくとも1つのデータストリームの周波数独立した空間処理のために送信エンティティにより使用されることを動作可能にする命令を記憶するコンピューター読み出し可能媒体。

【請求項53】

各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルの各々の相関マトリクスを計算し、前記それぞれの受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルのための複数の相関マトリクスを得ることと、

各受信アンテナのための前記複数のチャネル応答ベクトルのための前記複数の相関マトリクスを加算して前記それぞれの受信アンテナのための前記相関マトリクスを得ることとを動作可能にする命令をさらに記憶する、請求項52のコンピューター読み出し可能媒体

。【請求項54】

前記ステアリングベクトルおよび前記それぞれの受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて前記複数の受信アンテナの各々の整合フィルタを得ることと、

前記受信アンテナのための前記整合フィルタを用いて前記複数の受信アンテナの各々のための受信されたシンボルストリームをフィルタし、前記それぞれの受信アンテナのためのフィルタされたシンボルストリームを得ることと、

前記複数の受信アンテナのための複数のフィルタされたシンボルストリームを結合し、前記送信エンティティにより送信された前記少なくとも1つのデータストリームのための少なくとも1つの検出されたシンボルストリームを得ることとを動作可能にする命令をさらに記憶する、請求項52のコンピューター読み出し可能媒体。

【請求項55】

直交周波数分割多重化（OFDM）を利用した多重入力多重出力（MISO）において空間処理を実行する方法において、

前記MISOシステムにおいて、送信エンティティにおける複数の送信アンテナと受信エンティティにおける複数の受信アンテナとの間のチャネル応答を示すチャネル応答ベクトルのセットを得ることと、

チャネル応答ベクトルの前記セットに基づいて相関マトリクスを計算することと、

前記相関マトリクスを分解して前記受信エンティティに送信されたデータストリームの周波数独立した空間処理のために前記送信エンティティにより使用されるステアリングベクトルを得ることとを備えた方法。

【請求項56】

前記周波数独立した空間処理は、OFDM変調により前記データストリームに対して発生された時間ドメインチップのストリーム上で時間ドメイン内の送信エンティティにより実行される、請求項55の方法。

【請求項57】

前記周波数独立空間処理は、前記データストリームのために発生されたデータシンボル上の複数のサブバンドの各々のための周波数ドメイン内の送信エンティティにより実行される、請求項55の方法。

【請求項58】

前記ステアリングベクトルおよびチャネル応答ベクトルのための前記セットに基づいて整合フィルタを得ることと、

前記整合フィルタを用いて受信されたシンボルストリームをフィルタし検出されたシンボルストリームを得ることとをさらに備えた、請求項55の方法。

(10)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は一般に、データ通信に関し、特に、広帯域のマルチ入力シングル出力(MISO)および多重入力多重出力(MIMO)通信システムのための空間処理を行なうための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

MIMOシステムは、データ送信のための多重(NT)送信アンテナおよび多重(NR)受信アンテナを採用し、(NT、NR)システムとして表示される。

10

【0003】

N_t 送信および受信アンテナにより形成されるMIMOチャネルは、 N_s の独立チャネルに分解されてもよい。ただし、 $N_s < \{N_t, N_r\}$ である。 N_s 空間チャネルは、MIMOチャネルの N_s の独立チャネルにより形成されてもよく、データ送信に使用される。

【0004】

時間分散MIMOチャネルの場合、所定の送信アンテナから送信された信号は、複数の信号経路(すなわち、伝搬経路)を介して所定の受信アンテナに到達するかもしれない。

【0005】

これらの信号経路は、視線経路および/または反射路を含んでいるかもしれない。これらの経路は、送信された信号は反射源(例えばビル、障害物等)に反射し、視線経路とは異なる信号経路を介して受信アンテナに到着する。このように受信アンテナにおける受信信号は送信アンテナから送信された信号の複数のインスタンス(すなわち、複数の成分)を含んでいるかもしれない。MIMOチャネルの遅延スプレッド(spread)Lは、MIMOチャネルにおける送信-受信アンテナ対のすべてのための(ある最小エネルギーの)最も早く到着するマルチパスコンポーネントと最も遅く到着するマルチパスコンポーネントとの間の時間差である。

20

【0006】

MIMOチャネルにおける時間分散は、周波数選択可能なフェージングを生じさせる。これはシステム帯域幅にわたって変化する周波数応答(すなわち、異なる周波数に対して異なるチャネル利得)により特徴づけられる。マルチパスコンポーネントは、異なる複素チャネル利得と関連し、受信機において、建設的にまたは破壊的に加算してもよい。時間分散および周波数選択フェージングは、広いシステム帯域幅を有する広帯域MIMOシステムに対してより多くの問題がある。

30

【0007】

種々の技術を用いて広帯域MIMOチャネルにおける周波数選択性對抗してもよい。例えば、直交周波数分割多重化(OFDM)のようなマルチキャリア変調技術は、システム帯域幅を複数の(N_F)直交周波数サブバンドに分割するために使用してもよい。従って、広帯域MIMOチャネルは、各々が N_s の空間チャネルに分解されてもよい N_F のフラットフェージングMIMOチャネルから構成されていると見てもよい。次に、データは N_F のサブバンドの各々の N_s の空間チャネル上に送信されてもよい。

40

【0008】

OFDM(すなわち、MIMO-OFDMシステム)を利用するMIMOシステムの場合、MIMOチャネルは、(1) $N_t \cdot N_r$ 送/受信アンテナ対(すなわち、全部で $N_F \cdot N_t \cdot N_r$)の各々の N_F サブバンドの各々のための複素チャネルおよび(2)受信機における雑音レベルにより特徴づけられる。従って、チャネル利得および雑音レベルを用いて N_F サブバンドの各々の N_s の空間チャネル上のデータ送信のためのデータレート(複数の場合もある)を選択するために使用してもよい。また、チャネル利得は、受信機において、および恐らくは、 N_F サブバンドの各々の N_s 空間チャネル上にデータを送信するために送信機において空間処理のために使用してもよい。従って、MIMO-OFDMシステムの場合、周波数選択性は、広帯域MIMOチャネルを N_F フラットフェージング狭帯域M

50

IMOチャンネルとして取り扱い、狭帯域MIMOチャンネルの各々に対して別個に空間処理を実行することにより対処することができる。しかしながら、この周波数依存空間処理は、送信機と受信機で計算の複雑さを大幅に増加させる場合がある。さらに、受信機は、周波数依存空間処理をサポートするために送信機に大量のフィードバック情報（例えば、チャンネル利得）を供給する必要があるかもしれない。

【0009】

したがって、広帯域MIMOシステムにおいてより効率的に空間処理を行うための技術の必要性がある。

【発明の概要】

【0010】

MISOシステムとMIMOシステムにおける周波数が独立した固有ステアリングを実行するための技術がここに提供される。MISOチャンネルまたはMIMOチャンネルの空間チャンネル上にデータシンボルストリームを送信するために、送信機においてステアリングベクトルを有したデータシンボルストリーム上で実行される空間処理に固有ステアリングは言及する。MISOチャンネルは（1）複数の時間遅延のためのタイムドメインチャンネルインパルス応答ベクトルのシーケンスまたは（2） N_f サブバンドのための周波数ドメインチャンネル周波数応答ベクトルのいずれかによって特徴づけられるかもしれない。同様に、MIMOチャンネルは、チャンネルインパルス応答マトリクスのシーケンスまたはチャンネル周波数応答マトリクスのシーケンスのいずれかによって特徴づけられるかもしれない。たとえば、MISOまたはMIMOチャンネルが時間分散的であり、固有ステアリングが時間ドメインまたは周波数ドメインで実行されるかに関わらず、1つのステアリングベクトルがデータシンボルストリームのために使用されるという点において固有ステアリングは、周波数に対して独立である。1つまたは複数の空間チャンネル上にデータシンボルストリーム（複数の場合もある）を送信するために1つまたは複数の固有ベクトルを有した1つまたは複数のデータシンボルストリーム上で固有ステアリングを実行してもよい。基本モードステアリング、マルチモード固有ステアリング、主経路固有ステアリング、および受信機固有ステアリングを含む種々の周波数独立した固有ステアリングスキームがここに記載される。

【0011】

基本モードおよびマルチモード固有ステアリングの場合、以下に記載するようにMIMOチャンネルのためのチャンネル（インパルスまたは周波数）応答マトリクスに基づいて相関マトリクスがMIMOチャンネルのために計算される。次に、相関マトリクスは（例えば固有値分解を用いて）分解され、MIMOチャンネルの N_s 空間チャンネルのための周波数独立ステアリングベクトルを得る。基本モード固有ベクトルの場合、1つのデータシンボルストリームは、最良の空間チャンネルのためステアリングベクトル \mathbf{v}_{opt} を用いて基本または最良の空間チャンネル上に送信される。マルチモード固有ステアリングの場合、 N_o シンボルストリームは、これらの空間チャンネルのための N_o の固有ベクトル \mathbf{V}_{opt} を用いて N_o の最良の空間チャンネル上に送信される。ただし $N_s > N_o > 1$ である。

【0012】

主経路固有ステアリングの場合、周波数独立ベクトル \mathbf{v} を用いてMIMOチャンネルの主伝搬路のための基本空間チャンネル上にデータシンボルストリームが送信される。このスキームのために各チャンネル応答インパルスマトリクスが最初に決定される。主経路は、最も高いエネルギーを有したチャンネル応答インパルスマトリクスの時間遅延である。最も高いエネルギーを有したチャンネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスが計算され、分解され、主経路の最良の空間チャンネルのための固有ベクトル \mathbf{v}_{opt} を得る。データシンボルストリームはステアリングベクトル \mathbf{v}_{opt} を使用して、この空間のチャンネル上に送信される。

【0013】

受信機固有ステアリングの場合、データシンボルストリームは、その受信アンテナのために得られる周波数独立ステアリングベクトル $\mathbf{v}_{\text{opt},i}$ に基づいて個々の受信アンテナに向

(12)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

けられる。MIMOチャネルは、NR受信アンテナのための N_R MISOチャネルから構成されているとして見てもよい。相関マトリクスは、チャネルのシーケンス（インパルスまたは周波数）に基づいて、各MISOチャネルのために計算してもよく、分解されてそのMISOチャネルの主空間チャネルのためのステアリングベクトルを得てもよい。NRの周波数独立ステアリングベクトル V_{rx} をNRのMISOチャネルのために得てもよい。 N_0 のデータシンボルストリームは、 N_R のステアリングベクトル V_{rx} を用いて送信してもよい。但し、この場合 $\min\{N_R, N_T\} > N_0 > 1$ である。各データシンボルストリームは1つの、複数のまたはすべての受信アンテナに向けてもよい。1つの受信アンテナを有したMISOシステムの場合、1つのステアリングベクトルは、1つの受信アンテナに対して得られ、1つのデータシンボルストリームを送信するために使用される。

19

【0014】

固有ステアリングスキームのすべてに対して、送信機および受信アンテナのチャネル（インパルスまたは周波数）応答ベクトルのシーケンスにより使用されるステアリングベクトル（複数の場合もある）に基づいて各受信アンテナのための整合フィルタが得られる。各受信アンテナのための受信されたシンボルストリームは、その受信アンテナのための整合フィルタを用いてフィルタされ1つ以上のフィルタされたシンボルストリームを得る。次に、 N_R の受信アンテナのためのすべての N_R の整合フィルタからのフィルタされたシンボルサブストリームは、結合され、送信機により送信された N_0 のデータストリームのための N_0 の検出されたシンボルストリームを得る。ただし、この場合 $N_0 > 1$ である。等化および他のポストプロセッシングは、送信機により送信された N_0 のデータシンボルストリームの推定値である、 N_0 のリカバーされたシンボルストリームを得るために、 N_0 の検出されたシンボルストリーム上で実行されてもよい。

20

【0015】

本発明の種々の観点および実施形態は、以下にさらに詳細に記載される。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

本発明の特徴、性質及び利点は、類似による参照文字が相応して、全体で特定する図面と関連して解釈されるときに後述される詳細な説明からさらに明らかになるであろう。

【0017】

ここに使用される用語「例示」は、「例、インスタンス、または例証」として機能することを意味する。「例示」としてここに記載されるいかなる実施形態または設計は、他の実施形態または設計に対して好適であるまたは利点があるとして必ずしも解釈される必要は無い。

30

【0018】

ここに記載された固有ステアリング技術は、シングルキャリアおよびマルチキャリアMISOおよびMIMOシステムを含む種々の無線通信システムのために使用されてもよい。マルチキャリアは、OFDMまたはその他のマルチキャリア変調技術または構成により供給されてもよい。以下の記載において、用語「MIMOシステム」は一般的にシングルキャリアMIMOシステムおよびマルチキャリアMIMOシステムの両方を指す。

【0019】

40

明確にするために、以下の表記は、以下の記載のために使用される。時間ドメイン変数は n の関数であり、筆記体のテキスト（例えば、

【数1】

$$h(n)$$

【0020】

）で示される。

50

(13)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【0021】

周波数ドメイン変数は k の関数であり、平文テキスト（例えば、 $h(k)$ ）で示される。

【0022】

ベクトルは、小文字で太字で下線が引かれたテキスト（例えば、
【数2】

 $\underline{h(n)}$ および $\underline{h(k)}$

19

【0023】

）で示される。

【0024】

マトリクスは、大文字で太字で下線が引かれたテキスト（例えば、
【数3】

 $\underline{H(n)}$ および $\underline{H(k)}$

20

【0025】

）で示される。

【0026】

三次元マトリクスは、大文字で、太字で二重下線が引かれたテキスト（例えば、
【数4】

 $\underline{\underline{H}}$ および $\underline{\underline{H}}$

30

【0027】

）で示される。

【0028】

1. MIMOシステム

【0030】 NTの送信アンテナおよび単一の受信アンテナを有した時間分散MISO
チャネルは、 $(L+1) \times N_T$ の次元を有した時間ドメインチャネルインパルス応答マ
トリクス

【数5】

40

 $\underline{\underline{H}}$

【0029】

により特徴づけられてもよい。

【0030】

チャネルの遅延範囲は、チャネルで最も早い解決できる伝搬経路および最も遅い解決でき
る伝搬経路との間の差である。

【0031】

50

(14)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

マトリクス
【数 6】

$$\underline{\mathcal{H}}$$

【0 0 3 2】
は、 $j = 1, 2, \dots, N_T$ の場合に N_T のチャネルインパルス応答ベクトル
【数 7】

10

$$\underline{h}_j$$

【0 0 3 3】
から構成されまたは等価的に $n = 0, 1, \dots, L$ の場合 $L + 1$ 行ベクトル
【数 8】

20

$$\underline{h}(n)$$

【0 0 3 4】
から構成され、マトリクスは以下のように表してもよい。
【数 9】

30

$$\underline{\mathcal{H}} = \begin{bmatrix} \underline{h}(0) \\ \underline{h}(1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{h}(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(0) & h_2(0) & \Lambda & h_{N_T}(0) \\ h_1(1) & h_2(1) & \Lambda & h_{N_T}(1) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ h_1(L) & h_2(L) & \Lambda & h_{N_T}(L) \end{bmatrix} = [\underline{h}_1 \ \underline{h}_2 \ \dots \ \underline{h}_{N_T}] \quad \text{式 (1)}$$

【0 0 3 5】
但し、エントリ
【数 10】

40

$$h_j(n)$$

【0 0 3 6】
は、 $j = 1, 2, \dots, N_T$ および $n = 0, 1, \dots, L$ の場合時間遅延 n の場合に送信 50

(15)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

アンテナ j および受信アンテナとの間のカップリング（すなわち、複素利得）である。 $j = 1, 2, \dots, N_T$ の場合の各ベクトル

【数 1 1】

$$\underline{h}_j$$

【0 0 3 7】

は、送信アンテナ j と受信アンテナとの間のチャネルインパルス応答のための $L + 1$ 複素値を含む。 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合の各行ベクトル

19

【数 1 2】

$$\underline{h}(n)$$

【0 0 3 8】

時間遅延 n の場合の N_T の送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル利得のための N_T の複素値を含む。

【0 0 3 9】

チャネルインパルス応答は、送信器によって送られたパイロットシンボルに基づいて受信機によって評価してもよい。送信器は、そのアンテナに割り当てられたユニークな直交シーケンスで各送信アンテナのパイロットを「カバー」することができる。カバーリングは、送信される所定の変調シンボル p （または同じ値を有する W シンボルのセット）が W チップ直交シーケンスのすべての W チップと乗算され、 W のカバーされたシンボルが得られるプロセスであり、次に、それらが送信される。 N_T 直交パイロットは、 N_T 送信アンテナのための N_T 直交シーケンスを用いて取得することができる。カバーリングは、 N_T の送信アンテナから送信された N_T のパイロットの中で直交性を得、受信機が個々の送信アンテナを区別可能にさせる。

【0 0 4 0】

受信機は、 N_T 送信アンテナの各々と受信アンテナとの間のチャネルインパルス応答を推定するために、同じ N_T の直交シーケンスの各々を用いて受信されたパイロットシンボルを「デカバー」することができる。デカバーリングは補足的なプロセスであり、それにより W のカバーされたシンボルのための W の受信されたシンボルは、同じ W チップ直交シーケンスの W チップにより乗算され W のデカバーされたシンボルを得、次に累積されて送信されたシンボル p の推定値を得る。デカバーリングは、 $L + 1$ 時間遅延において実行され、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合に $MISO$ チャネルのチャネルインパルス応答のための $L + 1$ の行ベクトル

【数 1 3】

$$\underline{h}(n)$$

40

【0 0 4 1】

また時間分散的 $MISO$ チャネルは、 $N_F \times N_T$ の次元を有した 2 次元周波数ドメインチャネル周波数応答マトリクス H により特徴づけられてもよい。但し、 N_F は、周波数サブバンドの数であり、 $N_F > (L + 1)$ である。マトリクス H は $j = 1, 2, \dots, N_T$ の場合、 N_T のチャネル周波数応答ベクトル \underline{h}_j から構成され、すなわち、

(16)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 4】

$$\underline{H}=[\underline{h}_1 \ \underline{h}_2 \ \dots \ \underline{h}_{N_F}]$$

【0 0 4 2】

である。各ベクトル \underline{h}_j はマトリクス

【数 1 5】

19

$$\underline{H}$$

【0 0 4 3】

の対応するベクトル

【数 1 6】

$$\underline{h}_j$$

20

【0 0 4 4】

の $L+1$ 時間ドメイン値に N_F ポイントの離散型フーリエ変換 (DFT) を実行することにより得てもよい N_F の周波数ドメイン値を含む。従って、各送信受信アンテナペアに対して、時間ドメインチャンネルインパルス応答ベクトル

【数 1 7】

$$\underline{h}_j$$

30

【0 0 4 5】

と周波数ドメインチャンネル周波数ベクトルとの間の 1 対 1 の対応がある。マトリクス H は、等価的に、 $k=1, 2, \dots, N_F$ の場合 N_F の行ベクトル $\underline{h}(k)$ から構成される。すなわち、

【数 1 8】

$$\underline{H}=[\underline{h}^T(1) \ \underline{h}^T(2) \ \dots \ \underline{h}^T(N_F)]^T$$

40

【0 0 4 6】

である。但し \underline{M}^T は M の転置である。各行ベクトル $\underline{h}(k)$ は、サブバンド k の N_T の送信アンテナと受信アンテナの間の周波数レスポンスのための N_T の複素利得値を含む。

【0 0 4 7】

$\underline{h}(k)$ を得るための DFT は以下のように表してもよい。

(17)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 9】

$$\underline{h}(k) = \sum_{n=0}^L \underline{h}(n) \cdot e^{-j(2\pi/N_F)(k-1)n}, \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式 (2)}$$

【0 0 4 8】

送信機は、データシンボルストリームのためのより高い受信された信号対雑音比（S N ¹⁰ R）を得るためにM I S Oチャネルを介して送信する前にデータシンボルストリーム s（n）上で固有ステアリングを実行してもよい。固有ステアリングは、周波数独立したステアリングベクトル \underline{v}_{mis} を用いて実行してもよい。ベクトル \underline{v}_{mis} は、受信された S N R を最大にするために導き出されてもよいし、その他の基準に基づいていてもよい。

【0 0 4 9】

一実施形態において、送信機のためのステアリングベクトル \underline{v}_{mis} は、最初に以下のよう $N_T \times N_T$ の相関マトリクス \underline{R}_{mis} を計算することにより得られる。

【数 2 0】

$$\underline{R}_{mis} = \sum_{n=0}^L \underline{h}^H(n) \underline{h}(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \underline{h}^H(k) \underline{h}(k) \quad \text{式 (3)}$$

20

【0 0 5 0】

但し \underline{h}^H は、 \underline{h} の共役転置である。マトリクス \underline{R}_{mis} は、 $L+1$ 時間遅延のための

【数 2 1】

$$\underline{h}(n)$$

30

【0 0 5 1】

の $L+1$ の個々の相関マトリクスマトリクスまたは、 N_F のサブバンドの N_F の個々の相関マトリクスの平均値として見てもよい。個々の相関マトリクスは、式（3）における与えられた等しい重みである。他の実施形態において、個々の相関マトリクスは \underline{R}_{mis} の計算において同等でない重みが与えられてもよい。例えば、各個々の相関マトリクスはそのマトリクスに関連するエネルギーにより重み付けされてもよい。このエネルギーは、以 ⁴⁰ 下に記載するように計算することができる。

【0 0 5 2】

従って、相関マトリクス \underline{R}_{mis} の固有値分解は以下のように実行される。

【数 2 2】

$$\underline{R}_{mis} = \underline{V}_{mis} \underline{\Lambda}_{mis} \underline{V}_{mis}^H \quad \text{式 (4)}$$

【0 0 5 3】

50

(18)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

但し、 \underline{V}_{m1s_0} は、列が \underline{R}_{m1s_0} の固有ベクトルである $N_T \times N_T$ のユニタリ行列である。また、 \underline{A}_{m1s_0} は対角エントリが \underline{R}_{m1s_0} の固有である $N_T \times N_T$ の対角マトリクスである。ユニタリ行列 \underline{M} は、特性 $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$ により特徴づけられる。但し \underline{I} は、対角線に沿った1とその他の場所の0とを有したアイデンティティマトリクスである。従って、 $j = 1, 2, \dots, N_T$ の場合に \underline{v}_j として示されるユニタリマトリクス \underline{V}_{m1s_0} の N_T の固有ベクトルは、互いに直交している。さらに各固有ベクトルの長さは1に等しい。すなわち

【数23】

$$\|\underline{v}_j\|^2 = \sum_{i=1}^{N_T} |v_{i,j}|^2 = 1$$

19

【0054】
である。但し、
【数24】

$$\underline{v}_j = [v_{1,j} \ v_{2,j} \ \dots \ v_{N_T,j}]^T$$

20

【0055】
である。また、 N_T 固有ベクトルはステアリングベクトルと呼ばれ、以下に記載するように、送信機により固有ステアリングのために使用してもよく、受信機による整合フィルタリングのために使用してもよい。

【0056】

マトリクス \underline{R}_{m1s_0} は次元が $N_T \times N_T$ でランクが N_{m1s_0} のマトリクスである。但し、 $N_{m1s_0} < \min\{N_T, (L+1)\}$ である。従って対角マトリクス \underline{A}_{m1s_0} は対角線に沿って N_{m1s_0} の正の実数を含みその他はゼロを含む。最大のゼロでないエントリは、マトリクス \underline{R}_{m1s_0} の基本固有値 λ_{m1s_0} と呼ばれ、その固有値に相当する空間チャネル（または「時間ドメイン固有モード」）のための電力利得を示す。固有ステアリングを使用するための周波数独立したステアリングベクトル \underline{v}_{m1s_0} は、「基本的な」 \underline{R}_{m1s_0} の固有ベクトルであり、これは \underline{R}_{m1s_0} の基本固有値に相当する \underline{V}_{m1s_0} の列である。

30

【0057】

送信機は、ステアリングベクトル \underline{v}_{m1s_0} を有したデータシンボルストリーム $s(n)$ 上で固有ステアリングを実行し、以下のように、 N_T の送信シンボルストリーム

【数25】

$$\underline{x}_{m1s_0}(n)$$

40

【0058】
を得る。
【数26】

$$\underline{x}_{m1s_0}(n) = s(n) \cdot \underline{v}_{m1s_0}$$

式(5)

【0059】

50

(19)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

図5に示される固有ステアリングを用いて、データシンボルストリーム $s(n)$ は、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合の

【数27】

$$\underline{h}(n)\underline{v}_{miso}$$

【0060】

の実効的なチャネルインパルス応答を有した単一入力単一出力 (SISO) チャネルである、効率的なチャネルを観察する。 N_T の送信シンボルストリーム

【数28】

$$\underline{x}_{miso}(n)$$

【0061】

はさらに処理され、 N_T の送信アンテナから受信機に送信される。

20

【0062】

受信機は、単一の受信アンテナから受信されたシンボルストリーム

【数29】

$$y_{miso}(n)$$

【0063】

を得る。これは以下のように表してもよい。

30

【数30】

$$y_{miso}(n) = \underline{h}(n) \otimes \underline{x}_{miso}(n) + n_{miso}(n)$$

式(6)

$$= \left(\sum_{j=0}^L \underline{h}(j) s(n-j) \underline{v}_{miso} \right) + n_{miso}(n)$$

40

【0064】

但し、

【数31】

“ \otimes ”

【0065】

50

(20)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

は、畳み込みを示し、 $n_{mis}(n)$ は、加法白色ガウス雑音 (AWGN) である。受信シンボルストリーム

【数 3 2】

$$y_{mis}(n)$$

【0066】

19

は、シンボル間干渉 (ISI) を経験する。これは、それによって受信されたストリーム内の各シンボルは受信されたストリーム内の次のシンボルへの歪みとして作用する現象である。以下に記載されるように、シンボル間干渉は、十分に長い循環プレフィックス (prefix) と一緒に OFDM の使用を介して緩和される。あるいは、シングルキャリア MISO システムの場合、シンボル間干渉は、これも以下に記載されるように、等化と組み合わせて適切な一時的な整合フィルタリングの使用を介して緩和してもよい。

【0067】

受信機は時間ドメインまたは周波数ドメインにおいて受信されたシンボルストリーム

【数 3 3】

20

$$y_{mis}(n)$$

【0068】

の整合フィルタリングを実行することができる。時間ドメイン整合フィルタリングは以下のように表してもよい。

【数 3 4】

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{mis}(n) &= \mathbf{y}_{mis}^H \mathbf{h}^H(L-n) \otimes y_{mis}(n) \\ &= \mathbf{y}_{mis}^H \sum_{j=0}^L \mathbf{h}^H(L-j) \cdot y_{mis}(n-j) \end{aligned}$$

式 (7)

30

【0069】

但し、

【数 3 5】

40

$$\tilde{y}_{mis}(n)$$

【0070】

は、検出されたシンボルストリームであり、送信機により送信されたデータシンボルストリーム $s(n)$ の推定値である。 $n=0, 1, \dots, L$ の場合の整合フィルタ

(21)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 3 6】

$$m_{\text{noise}}(n) = \underline{v}_{\text{noise}}^H \underline{f}^H(L-n)$$

【0 0 7 1】

は受信された S N R を最大化する。

【0 0 7 2】

10

イコライザーは、M I M O チャンネルにおける時間分散によりシンボル間干渉を緩和するために使用されてもよい。イコライザーは、最小平均二乗誤差 (M M S E) イコライザー、決定フィードバックイコライザー (D F E)、最大尤度シーケンス推定器 (M L S E) あるいは他のあるタイプのイコライザーであってよい。イコライザーは、パイロットおよび/またはデータシンボルを用いておよび特定の基準 (例えば、最小平均二乗誤差) に基づいて更新することができる係数を有する適応フィルタを用いて実施してもよい。イコライザーは、検出されたシンボルストリーム

【数 3 7】

$$\tilde{s}_{\text{noise}}(n)$$

20

【0 0 7 3】

上で等価を実行し、リカバーされたシンボルストリーム

【数 3 8】

$$\hat{s}_{\text{noise}}(n)$$

30

【0 0 7 4】

を供給する。リカバーされたシンボルストリームは、送信機により送信されたデータシンボルストリームのより良い推定値である。一般に、検出されたシンボルストリーム

【数 3 9】

$$\tilde{s}_{\text{noise}}(n)$$

【0 0 7 5】

40

は、リカバーされたシンボルストリーム

【数 4 0】

$$\hat{s}_{\text{noise}}(n)$$

【0 0 7 6】

として直接供給してもよいし、または後処理をして (例えば、等化して) リカバーされたシンボルストリーム

50

(22)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 4 1】

$$\hat{s}_{mixo}(n)$$

【0 0 7 7】

を得る。

【0 0 7 8】

周波数ドメイン整合フィルタリングは、以下のように表してもよい。

10

【数 4 2】

$$\hat{s}_{mixo}(k) = \underline{v}_{mixo}^H \underline{h}(k) y_{mixo}(k) \text{ , 但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式(8)}$$

【0 0 7 9】

但し、

【数 4 3】

20

$$\hat{s}_{mixo}(k)$$

【0 0 8 0】

はサブバンド k のためのリカバーされたシンボルサブストリームである。

【数 4 4】

$$y_{mixo}(k)$$

30

【0 0 8 1】

はサブバンド k のための受信されたシンボルサブストリームである。k = 1, 2, . . . , N_F の場合の N_F の受信されたシンボルサブストリーム

【数 4 5】

$$y_{mixo}(k)$$

40

【0 0 8 2】

は、受信されたシンボルストリーム

【数 4 6】

$$y_{mixo}(n)$$

【0 0 8 3】

50

(23)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

における N_F シンボルの各セットの高速フーリエ変換 (FFT) を実行することにより得てもよい。 $k = 1, 2, \dots, N_F$ の場合の整合フィルター

【数 4 7】

$$\mathbf{m}_{miso}(k) = \mathbf{v}_{miso}^H \mathbf{h}(k)$$

【0084】

は、各サブバンドに対して受信された SNR を最大化する複素数値スカラーである。 N_F のサブバンドのための N_F のリカバーされたシンボルサブストリームは、一緒に乗算されリカバーされたシンボルストリーム

【数 4 8】

$$\hat{\mathbf{s}}_{miso}(n)$$

【0085】

を得る。

20

【0086】

時間ドメインおよび周波数ドメイン整合フィルタリングの場合、受信された SNR は以下のように表してもよい。

【数 4 9】

$$\text{SNR}_{miso} = \frac{P_{\text{total}}}{\sigma^2} \mathbf{v}_{miso}^H \mathbf{R}_{miso} \mathbf{v}_{miso} = \frac{P_{\text{total}}}{\sigma^2} \lambda_{miso} \quad \text{式 (9)}$$

30

【0087】

但し、 P_{total} は、データシンボルストリームのために送信機により使用される合計送信電力である。 σ^2 は、受信機における雑音レベルである。 λ_{miso} は、 \mathbf{R}_{miso} の基本固有値である。

【0088】

周波数独立した固有ステアリングを有した MISO チャネルの容量

【数 5 0】

$$C_{miso}^H$$

40

【0089】

は、周波数ドメイン解析を使用しておよび同じステアリングベクトルがすべての N_F のサブバンドに対して使用されると仮定して決定してもよい。容量

(24)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 5 1】

$$C_{miso}^{\beta}$$

【0 0 9 0】

は以下のように表してもよい。

【数 5 2】

$$C_{miso}^{\beta} = \sum_{k=1}^{N_p} \log_2(1 + \text{SNR}(k)) - \sum_{k=1}^{N_p} \log_2(1 + \rho \cdot \underline{\mathbf{y}}_{miso}^H \underline{\mathbf{R}}(k) \underline{\mathbf{y}}_{miso}) \quad \text{式(10)}$$

19

【0 0 9 1】

但し、 ρ は受信アンテナで測定された平均受信 SNR であり、受信機雑音 σ^2 により除算された合計受信電力に等しい。マトリクス $\underline{\mathbf{R}}(k)$ は $\underline{\mathbf{h}}(k)$ の相関行列である。それは以下のように得られ分解されるかもしれない。

【数 5 3】

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = \underline{\mathbf{h}}^H(k) \underline{\mathbf{h}}(k) = \underline{\mathbf{U}}(k) \underline{\mathbf{\Lambda}}(k) \underline{\mathbf{U}}^H(k), \quad \text{但し } k = 1, 2, \dots, N_p \quad \text{式(11)}$$

20

【0 0 9 2】

但し、 $\underline{\mathbf{\Lambda}}(k)$ は $\underline{\mathbf{R}}(k)$ の固有値の対角線マトリクスである。 $\underline{\mathbf{U}}(k)$ は $\underline{\mathbf{R}}(k)$ の固有ベクトルのユニタリマトリクスである。方程式 (10) の二次項は以下のように表してもよい。

【数 5 4】

$$\underline{\mathbf{y}}_{miso}^H \underline{\mathbf{R}}(k) \underline{\mathbf{y}}_{miso} = \underline{\mathbf{y}}_{miso}^H \underline{\mathbf{U}}(k) \underline{\mathbf{\Lambda}}(k) \underline{\mathbf{U}}^H(k) \underline{\mathbf{y}}_{miso} = \underline{\mathbf{z}}^H(k) \underline{\mathbf{\Lambda}}(k) \underline{\mathbf{z}}(k) \quad \text{式(12)}$$

30

【0 0 9 3】

但し

【数 5 5】

$$\underline{\mathbf{z}}(k) = \underline{\mathbf{U}}^H(k) \underline{\mathbf{y}}_{miso}$$

40

【0 0 9 4】

$\underline{\mathbf{R}}(k)$ は唯一のノンゼロ固有値を有するので、方程式 (12) は以下のように簡単にしてもよい。

(25)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 5 6】

$$\underline{\mathbf{v}}_{mis0}^H \underline{\mathbf{R}}(k) \underline{\mathbf{v}}_{mis0} = |z_1(k)|^2 \lambda(k) \quad \text{式 (13)}$$

【0 0 9 5】

但し、 $\lambda(k)$ は $\underline{\mathbf{R}}(k)$ のノンゼロ固有値であり、これは、MISOチャネルに対して

【数 5 7】

10

$$\lambda(k) = \|\underline{\mathbf{h}}(k)\|^2$$

【0 0 9 6】

である。 $z_1(k)$ は固有値 $\lambda(k)$ に対応する $\underline{\mathbf{z}}(k)$ のエレメントである。従って、周波数独立した固有ステアリングを有しMISOチャネルの容量

【数 5 8】

20

$$C_{mis0}^{\beta}$$

【0 0 9 7】

は、以下のように表してもよい。

【数 5 9】

$$C_{mis0}^{\beta} = \sum_{k=1}^{N_c} \log_2(1 + \rho \cdot |z_1(k)|^2 \cdot \lambda(k)) \quad \text{式 (14)}$$

30

【0 0 9 8】

送信機において固有ステアリングを伴わない（または、等価的にステアリングベクトル $\underline{\mathbf{v}} = [g \quad g \quad \dots \quad g]$ 但し、 $g =$

【数 6 0】

$$g = \sqrt{1/N_T})$$

40

【0 0 9 9】

を有した）MISOチャネルのための容量

【数 6 1】

$$C_{mis0}^{\alpha}$$

【0 1 0 0】

50

(26)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

は、以下のように表してもよい。

【数 6 2】

$$C_{miso}^{\alpha} = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \cdot \lambda(k) \right) \quad \text{式(15)}$$

【0 1 0 1】

一般に周波数独立した固有ステアリングを有するMISOチャネルの容量

19

【数 6 3】

$$C_{miso}^{\beta}$$

【0 1 0 2】

は、固有ステアリングを有さないMISOチャネルの容量

【数 6 4】

$$C_{miso}^{\#}$$

20

【0 1 0 3】

より大きい。

【0 1 0 4】

MISOシステム内の送信機における固有ステアリングのための周波数独立したステアリングベクトル \underline{v}_{miso} を得るための例示方法を上に記載した。ステアリングベクトルは他の方法で得てもよく、これはこの発明の範囲内である。

【0 1 0 5】

30

周波数独立した固有ステアリングはまたOFDMを採用するMISOシステム（すなわち、MISO-OFDMシステム）に使用されてもよい。方程式（5）において示されるように、送信機は時間ドメイン内で固有ステアリングを実行することができる。ただし $s(n)$ は、OFDM変調によりデータストリームのために発生されたOFDMシンボルのための時間ドメインチップのシーケンスを示す。OFDM変調は以下に記載される。また、送信機は、OFDMシンボルを発生するためにOFDM変調の前に、各サブバンドのためのデータシンボル上の周波数ドメイン内で固有ステアリングを実行することができる。受信機は、方程式（7）に示すように、時間ドメイン内でまたは、方程式（8）に示すように周波数ドメイン内で整合フィルタリングを実行することができる。

【0 1 0 6】

40

2. MIMOシステム

N_T の送信アンテナと N_R の受信アンテナを有した時間分散MIMOチャネルは、 $N_R \times N_T \times (L + 1)$ の次元を有する3次元時間ドメインチャネルインパルス応答マトリクス

【数 6 5】

$$\underline{\mathcal{H}}$$

【0 1 0 7】

50

(27)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

により特徴づけられてもよい。

【0108】

マトリクス

【数66】

$$\underline{\mathcal{H}}$$

【0109】

は、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合 $L + 1$ のチャネルインパルス応答マトリクス

19

【数67】

$$\underline{\mathcal{H}}(n)$$

【0110】

から構成される。すなわち、

【数68】

20

$$\underline{\mathcal{H}} = [\underline{\mathcal{H}}(0) \ \underline{\mathcal{H}}(1) \ \dots \ \underline{\mathcal{H}}(L)]$$

【0111】

は、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合以下のように表してもよい。

【数69】

$$\underline{\mathcal{H}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{h}_1(n) \\ \underline{h}_2(n) \\ \mathbf{M} \\ \underline{h}_{N_R}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}(n) & h_{1,2}(n) & \Lambda & h_{1,N_T}(n) \\ h_{2,1}(n) & h_{2,2}(n) & \Lambda & h_{2,N_T}(n) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ h_{N_R,1}(n) & h_{N_R,2}(n) & \Lambda & h_{N_R,N_T}(n) \end{bmatrix} \quad \text{式(16)}$$

30

【0112】

但し、 $i = 1, 2, \dots, N_R$ 、 $j = 1, 2, \dots, N_T$ 、および $n = 0, 1, \dots, L$ の場合のエントリ

【数70】

$$h_{i,j}(n)$$

40

【0113】

は時間遅延 n のための送信アンテナ j と受信アンテナ i との間のカップリング（すなわち、複素利得）である。 $i = 1, 2, \dots, N_R$ および $n = 0, 1, \dots, L$ の場合の行ベクトル

(28)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 7 1】

$$\underline{h}_i(n)$$

【0 1 1 4】

時間遅延 n に対して N_T の送信アンテナと受信アンテナ i との間のチャネル利得のための N_T の複素値を含む。

【0 1 1 5】

19

チャネルインパルス応答は、送信機によって送られたパイロットシンボルに基づいて受信機によって推定されてもよい。一実施形態において、送信機は、そのアンテナに割り当てられた直交符号で各送信アンテナのパイロットをカバーする。 N_T の送信アンテナから送信されたパイロットは、 N_T の直交符号によってカバーされ、個々にリカバーされてもよい。受信機において、各受信アンテナ i からの受信パイロットは特定の時間遅延で N_T の直交符号を用いてデカバーされ、その時間遅延、すなわち

マトリクス

【数 7 2】

$$\underline{H}(n)$$

20

【0 1 1 6】

に対する受信アンテナ i と N_T の送信アンテナの各々との間のチャネル応答得る。デカバリングはすべての N_R の受信アンテナに対して別個に実行され、マトリクス

【数 7 3】

$$\underline{H}(n)$$

30

【0 1 1 7】

の N_R 行を得る。また、デカバリングは、各送受信アンテナ対に対して $L+1$ 時間遅延（すなわち、 $n = 0, 1, \dots, L$ ）において実行され、その送受信アンテナ対に対するチャネルインパルス応答のための $L+1$ 時間ドメイン値を得る。

【0 1 1 8】

$N_R \times N_T \times N_F$ の次元を備えた対応する三次元の周波数ドメインチャネル周波数応答マトリクス

【数 7 4】

$$\underline{H}$$

40

【0 1 1 9】

によって時間分散 MIMO チャネルも特徴づけられてよい。但し、 $N_F > L$ である。マトリクス

(29)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 7 5】

H

【0 1 2 0】

は $k = 1, 2, \dots, N_F$ の場合 N_F のチャネル周波数応答マトリクス $\underline{H}(k)$ から構成され、これは以下のようにして、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合に、 $L + 1$ のチャネルインパルス応答マトリクス

【数 7 6】

19

H(*n*)

【0 1 2 1】

上で N_F のポイントディスクリートフーリエ変換を計算することにより得ることができる。

【数 7 7】

20

$$\underline{H}(k) = \begin{bmatrix} \underline{h}_1(k) \\ \underline{h}_2(k) \\ \vdots \\ \underline{h}_{N_R}(k) \end{bmatrix} = \sum_{n=0}^L \underline{H}(n) \cdot e^{-j(2\pi i N_F)(k-1)n}, \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式 (17)}$$

【0 1 2 2】

$k = 1, 2, \dots, N_F$ の場合の各マトリクス $\underline{H}(k)$ は、 N_R の受信アンテナに対して $i = 1, 2, \dots, N_R$ の場合、 N_R の行ベクトル $\underline{h}_i(k)$ を含む。各行ベクトル $\underline{h}_i(k)$ は、サブバンド k のための N_T の送信アンテナと受信アンテナ i との間のチャネル利得のための N_T の複素値を含む。 $i = 1, 2, \dots, N_R$ および $j = 1, 2, \dots, N_T$ の場合のマトリクス

【数 7 8】

H

【0 1 2 3】

の各エントリ $\underline{h}_{i,j}$ は、マトリクス

【数 7 9】

40

H

【0 1 2 4】

の対応するエントリ

(30)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 8 0】

$$\underline{h}_{i,j}$$

【0 1 2 5】

のための $L+1$ 時間ドメイン値の DFT を取ることにより得てもよい N_F の周波数ドメイン値を含む。従って、各送受信アンテナ対の場合、チャネルインパルス応答

【数 8 1】

19

$$\underline{h}_{i,j}$$

【0 1 2 6】

とチャネル周波数応答 $\underline{h}_{i,j}$ との間に 1 対 1 対応がある。

【0 1 2 7】

周波数独立した固有ステアリングは、MIMO システムに対して種々の方法で実行してもよい。いくつかの例示的な周波数独立した固有ステアリングスキームが以下に記載される。

20

【0 1 2 8】

A. 基本モード固有ステアリング

基本モードステアリングの場合、データシンボルストリームは、単一の周波数独立したステアリングベクトル $\underline{v}_{p,m}$ を用いて MIMO チャネルの基本空間チャネル上に送信される。このステアリングベクトルを得るために、 $N_T \times N_T$ 相関マトリクス $\underline{R}_{m,m}$ は最初に以下のように計算される。

【数 8 2】

$$\begin{aligned} \underline{R}_{m,m} &= \sum_{n=0}^L \underline{y}^H(n) \underline{y}(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \underline{H}^H(k) \underline{H}(k) \\ &= \sum_{n=0}^L \sum_{j=1}^{N_T} \underline{h}_j^H(n) \underline{h}_j(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{j=1}^{N_T} \underline{h}^H(k) \underline{h}(k) \end{aligned}$$

30

式(18)

【0 1 2 9】

従って、 $\underline{R}_{m,m}$ の固有値分解は以下のように実行される。

【数 8 3】

40

$$\underline{R}_{m,m} = \underline{V}_{m,m} \underline{\Lambda}_{m,m} \underline{V}_{m,m}^H$$

式(19)

【0 1 3 0】

但し、 $\underline{V}_{m,m}$ は $\underline{R}_{m,m}$ の固有ベクトルのユニタリマトリクスである。 $\underline{\Lambda}_{m,m}$ はその対角線エントリが $\underline{R}_{m,m}$ の固有値である対角マトリクスである。

【0 1 3 1】

MIMO チャネルは N_s の空間チャネルに分解されてもよい。この場合 $N_s < \min \{N_T, N_R\}$

50

(31)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

r, N_R である。マトリクス $R_{n \times m}$ はランク N_s のマトリクスであり、対角マトリクス $\Delta_{n \times m}$ は対角線に沿って N_s の非負の実数を含む。最大のノンゼロ対角エントリは、マトリクス $R_{n \times m}$ の基本固有値 $\lambda_{n \times m}$ と呼ばれる。実施形態において、固有ステアリングに使用するためのステアリングベクトル \underline{v}_{pm} は $R_{n \times m}$ の基本固有値であり、 $R_{n \times m}$ の基本固有値に相当する $\underline{v}_{n \times m}$ の列である。ステアリングベクトル \underline{v}_{pm} は、「平均化された」MIMO チャネルの基本空間チャネルのためであるとして見てもよい。

【0132】

送信機は、ステアリングベクトル \underline{v}_{pm} を用いてデータシンボル $s(n)$ 上で固有ステアリングを実行し、以下のようにして N_T の送信シンボルストリーム

【数84】

19

$$\underline{x}_{pm}(n)$$

【0133】

を得る

【数85】

$$\underline{x}_{pm}(n) = s(n) \cdot \underline{v}_{pm}$$

式(20)

20

【0134】

方程式(20)に示される固有ステアリングを用いて、データシンボルストリーム $s(n)$ は、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合の

【数86】

$$\underline{y}(n) \underline{v}_{pm}$$

30

【0135】

の効率的なチャネルインパルス応答を有した単一入力複数出力(SIMO)チャネルである実行チャネルを観察する。NTの送信シンボルストリーム

【数87】

$$\underline{x}_{pm}(n)$$

40

【0136】

は、さらに処理され、 N_T の送信アンテナから受信機に送信される。

【0137】

受信機は N_R の受信アンテナから N_R の受信シンボルストリーム

(32)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 8 8】

$$\underline{y}_{pm}(n)$$

【0 1 3 8】
を得る。これは次のように表してもよい。
【数 8 9】

19

$$\underline{y}_{pm}(n) = \underline{f}(n) \otimes \underline{x}_{pm}(n) + \underline{u}_{noise}(n) \quad \text{式(21)}$$

【0 1 3 9】
但し、 $\underline{u}_{noise}(n)$ は、0 と
【数 9 0】

$$\Delta_n = \sigma^2 \mathbf{I}$$

20

【0 1 4 0】
の平均ベクトルを有した加法白色ガウス雑音である。この場合 0 はすべてのゼロのベクトルである。受信機は、時間ドメインあるいは周波数ドメインにおける受信シンボルストリーム
【数 9 1】

$$\underline{y}_{pm}(n)$$

30

【0 1 4 1】
の整合フィルタリングを実行することができる。

【0 1 4 2】
時間ドメイン整合フィルタリングは以下のように表してもよい。
【数 9 2】

$$\tilde{\mathbf{z}}_{pm}(n) = \mathbf{y}_{pm}^H \underline{\mathbf{h}}^H(L-n) \otimes \underline{y}_{pm}(n) \quad , \text{ 但し } n = 0, 1, \dots, L \quad \text{式(22)}$$

40

【0 1 4 3】
受信機整合フィルターは、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合、

(33)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 9 3】

$$\underline{m}_{pm}(n) = \underline{y}_{pm}^H \underline{z}_i^H (L-n)$$

【0 1 4 4】

であり、これは N_R の受信アンテナのための N_R の個々の整合フィルターを含む。各受信アンテナのための整合フィルター $m_{pm,i}(n)$ は、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合その受信アンテナに対して受信 SNR を最大化する

10

【数 9 4】

$$m_{pm,i}(n) = \underline{y}_{pm}^H \underline{z}_i^H (L-n)$$

【0 1 4 5】

のインパルス応答を有する。 N_R の受信アンテナのための N_R の個々の整合フィルターの出力は加算され、検出されたシンボルストリーム

【数 9 5】

20

$$\tilde{s}_{pm}(n)$$

【0 1 4 6】

を得る。検出されたシンボルストリーム

【数 9 6】

30

$$\tilde{s}_{pm}(n)$$

【0 1 4 7】

に事後処理（例えば、等価）を行ってリカバーされたシンボルストリーム

【数 9 7】

$$\hat{s}_{pm}(n)$$

40

【0 1 4 8】

を得てもよい。

【0 1 4 9】

周波数ドメイン整合フィルタリングは以下のように表してもよい。

(34)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 9 8】

$$\hat{s}_{pm}(k) = \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{H}^H(k) \mathbf{y}_{pm}(k) \quad , \text{但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式 (23)}$$

【0 1 5 0】

但し、 $\mathbf{y}_{pm}(k)$ は、サブバンド k の受信シンボルサブストリームであり、これは、受信シンボルストリーム

【数 9 9】

19

$$\mathbf{y}_{pm}(n)$$

【0 1 5 1】

において N_F のシンボルの各セットの F F T を実行することにより得ることができる。受信機整合フィルタは

【数 1 0 0】

20

$$\mathbf{m}_{pm}(k) = \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{H}^H(k) \quad \text{但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

【0 1 5 2】

であり、 N_R の受信アンテナに対して N_R の個々の整合フィルタを含む。各受信アンテナ i のための整合フィルタ $\mathbf{m}_{pm,i}(k)$ は、

【数 1 0 1】

30

$$\mathbf{m}_{pm,i}(k) = \mathbf{v}_{pm,i}^H \mathbf{h}_i^H(k) \quad \text{但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

【0 1 5 3】

の応答を有する。各サブバンド k のための N_R の受信アンテナのための N_R の個々の整合フィルタの出力は加算され、そのサブバンドのためのリカバーされたシンボルサブストリーム

【数 1 0 2】

40

$$\hat{s}_{pm}(k)$$

【0 1 5 4】

を得る。 N_F のサブバンドのための N_F のリカバーされたシンボルサブストリームは、多重化され、リカバーされたシンボルストリーム

【数 1 0 3】

$$s_{pm}(n)$$

【 0 1 5 5】

を得てもよい。

【 0 1 5 6】

時間ドメインと周波数ドメインの両方の整合フィルタリングの場合、 N_R の受信アンテナを介して平均化された受信S N Rは、以下のように表してもよい。

【数 1 0 4】

$$SNR_{mimo}^{pm} = \frac{\rho}{N_R} \underline{v}_{pm}^H \underline{R}_{mimo} \underline{v}_{pm} \tag{24}$$

【 0 1 5 7】

整合フィルター

【数 1 0 5】

20

$$\underline{v}_{pm}^H \underline{g}^H(L-n), \text{ 但し } n=0, 1, \dots, L$$

【 0 1 5 8】

は、受信S N Rを最大化する。

【 0 1 5 9】

基本モード固有ステアリングを有するM I M Oチャネルの容量

【数 1 0 6】

30

$$C_{mimo}^{pm}$$

【 0 1 6 0】

は、以下のように表してもよい。

【数 1 0 7】

40

$$C_{mimo}^{pm} = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2(1 + \rho \cdot \underline{v}_{pm}^H \underline{H}^H(k) \underline{H}(k) \underline{v}_{pm}) \tag{25}$$

【 0 1 6 1】

方程式（2 5）の二次項は、以下のように表してもよい。

(36)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 0 8】

$$\underline{\mathbf{y}}_{pm}^H \underline{\mathbf{H}}^H(k) \underline{\mathbf{H}}(k) \underline{\mathbf{y}}_{pm} = \sum_{\lambda=1}^{N_F} \|\underline{\mathbf{y}}_{pm}^H \underline{\mathbf{u}}_{\lambda}(k)\|^2 \cdot \lambda_{\lambda}(k) \quad \text{式 (25)}$$

【0 1 6 2】

但し、

【数 1 0 9】

19

 $\underline{\mathbf{u}}_{\lambda}(k)$

【0 1 6 3】

は、共分散マトリクス

【数 1 1 0】

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = \underline{\mathbf{H}}^H(k) \underline{\mathbf{H}}(k)$$

20

【0 1 6 4】

の λ 番目の固有値

【数 1 1 1】

 $\lambda_{\lambda}(k)$

【0 1 6 5】

と関連する固有ベクトルである。容量

【数 1 1 2】

30

 $C_{uniform}^{pm}$

【0 1 6 6】

は、以下のように表してもよい。

【数 1 1 3】

40

$$C_{uniform}^{pm} = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2 \left(1 + \rho \cdot \sum_{\lambda=1}^{N_F} \|\underline{\mathbf{y}}_{pm}^H \underline{\mathbf{u}}_{\lambda}(k)\|^2 \cdot \lambda_{\lambda}(k) \right) \quad \text{式 (27)}$$

【0 1 6 7】

B. マルチモード固有ステアリング

【0 0 6 1】 マルチモード固有ステアリングの場合、複数のデータシンボルストリーム

が、マトリクス $\underline{\mathbf{Y}}_m$ における複数の周波数独立したステアリングベクトルを用いた M I M 50

(37)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

0チャンネルの複数の空間チャンネル上に送信される。このマトリクスの列は、相関マトリクス $\underline{R}_{\text{mimo}}$ の固有ベクトルである。 $\underline{R}_{\text{mimo}}$ はランク N_s であり、この場合 $N_s \leq \min \{N_T, N_R\}$ であるので、 N_s の固有ベクトル

【数 1 1 4】

$$\underline{v}_\lambda$$

【0 1 6 8】 10
 まで含めてもよく、 $\lambda = 1, 2, \dots, N_s$ の場合 $\underline{R}_{\text{mimo}}$ の N_s の固有モードまで含めてもよい。明確にするために、以下の記載は、すべての N_s 固有モードがデータ送信のために使用されることを仮定している。

【0 1 6 9】
 送信機は、以下のように、ステアリングマトリクス $\underline{V}_{\text{sm}}$ を用いて N_s のデータシンボルストリーム $\underline{s}_{\text{sm}}(n)$ 上に固有ステアリングを実行し、 N_T の送信シンボルストリーム

【数 1 1 5】

$$\underline{x}_{\text{sm}}(n)$$

20

【0 1 7 0】
 を得る。

【数 1 1 6】

$$\underline{x}_{\text{sm}}(n) = \underline{V}_{\text{sm}} \underline{s}(n) \quad \text{式(28)}$$

30

【0 1 7 1】
 但し、フルランク MIMO チャンネルに対して

【数 1 1 7】

$$\underline{s}_{\text{sm}}(n) = [s_1(n) \ s_2(n) \ \dots \ s_{N_s}(n)]^T$$

【0 1 7 2】
 であり、

【数 1 1 8】

40

$$\underline{V}_{\text{sm}} = [\underline{v}_1 \ \underline{v}_2 \ \dots \ \underline{v}_{N_s}]$$

【0 1 7 3】
 であり、

(38)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 1 9】

$$N_s \leq \min \{N_T, N_R\}$$

【0 1 7 4】

である。 $\lambda = 1, 2, \dots, N_s$ の場合、各データシンボルストリーム

【数 1 2 0】

19

$$s_\lambda(n)$$

【0 1 7 5】

は、マトリクス \underline{Y}_{mn} 名のそれぞれのステアリングベクトル

【数 1 2 1】

$$\underline{y}_\lambda$$

20

【0 1 7 6】

を用いて向けられる。各データシンボルストリーム

【数 1 2 2】

$$s_\lambda(n)$$

【0 1 7 7】

は、 $n = 0, 1, \dots, L$ の場合に、

【数 1 2 3】

30

$$\underline{H}(n)\underline{y}_\lambda$$

【0 1 7 8】

の実効チャネルインパルス応答を有する S I M O チャネルである実効チャネルを観察する。 N_T の送信シンボルストリーム

【数 1 2 4】

40

$$\underline{x}_{mn}(n)$$

【0 1 7 9】

はさらに処理され、 N_T の送信アンテナから受信機に送信される。

【0 1 8 0】

受信機は N_R の受信アンテナから N_R の受信シンボルストリーム

(39)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 2 5】

$$\underline{y}_{nm}(n)$$

【0 1 8 1】
を得る。これは
【数 1 2 6】

19

$$\underline{y}_{nm}(n) = \underline{H}(n) \otimes \underline{\kappa}_{nm}(n) + \underline{n}_{nm}(n)$$

【0 1 8 2】
である。時間分散MIMOチャネルの場合、マトリクス \underline{V}_{nm} 内の複数の周波数独立したステアリングベクトルを有した固有ステアリングは、チャネルを対角マトリクスにしない。従って、周波数独立した固有ステアリングを用いたデータ送信のために複数の空間チャネルが使用されるとき、一般的に複数のシンボルストリーム間並びに受信機におけるシンボル間干渉にクロストークがあるであろう。

20

【0 1 8 3】
受信機は時間ドメインまたは周波数ドメインにおける受信シンボルストリーム
【数 1 2 7】

$$\underline{y}_{nm}(n)$$

30

【0 1 8 4】
の整合フィルタリングを実行することができる。時間ドメイン整合フィルタリングは、以下のように表してもよい。
【数 1 2 8】

$$\tilde{\underline{z}}_{nm}(n) = \underline{V}_{nm}^H \underline{g}_1^H(L-n) \otimes \underline{y}_{nm}(n) \quad \text{式 (29)}$$

【0 1 8 5】
但し、
【数 1 2 9】

40

$$\tilde{\underline{z}}_{nm}(n)$$

【0 1 8 6】
は、 N_s の検出されたシンボルストリームを示す。受信機整合フィルターは、

(40)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 3 0】

$$\underline{M}_{mm}(n) = \underline{V}_{mm}^H \underline{M}^H(L-n), \text{ 但し } n=0, 1, \dots, L$$

【0 1 8 7】

であり、 N_R の受信アンテナのための N_R の個々の整合フィルターを含む。各受信アンテナのための整合フィルター $\underline{m}_{m,i}(n)$ は、

【数 1 3 1】

19

$$\underline{m}_{m,i}(n) = \underline{V}_{mm}^H \underline{f}_i^H(L-n), \text{ 但し } n=0, 1, \dots, L$$

【0 1 8 8】

のインパルス応答を有する。各受信アンテナのための整合フィルターの出力は、 N_s のステアリングベクトル（すなわち、 \underline{V}_{ms} の N_s の列）に対応する N_s のフィルターされたシンボルサブストリームを含む。各ステアリングベクトルのための N_s の整合フィルターからの N_R のフィルターされたシンボルサブストリームは、結合されてそのステアリングベク 20
トルのための検出されたシンボルサブストリーム

【数 1 3 2】

$$\underline{z}_i(n)$$

【0 1 8 9】

を得る。 N_s の検出されたシンボルストリーム

【数 1 3 3】

30

$$\underline{z}_{mm}(n)$$

【0 1 9 0】

送信機により送信された N_s のデータシンボル $\underline{s}_{mn}(n)$ のために得られる。

【0 1 9 1】

周波数ドメイン整合フィルタリングは、以下のように表してもよい。

【数 1 3 4】

40

$$\underline{z}_{mm}(k) = \underline{V}_{mm}^H \underline{H}^H(k) \underline{y}_{mm}(k), \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式 (30)}$$

【0 1 9 2】

但し、 $\underline{y}_{mm}(k)$ は、サブバンド k のための受信されたシンボルサブストリームであり、これは受信されたシンボルサブストリーム $\underline{y}_{mn}(n)$ における N_F シンボルの各セットのF F Tを実行することにより得られる。受信機整合フィルターは、

50

(41)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 3 5】

$$\underline{\mathbf{M}}_{mm}(k) = \underline{\mathbf{Y}}_{mm}^H \underline{\mathbf{H}}(k), \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

【0 1 9 3】

であり、 N_R の受信アンテナのための N_R の個々の整合フィルターを含む。各受信アンテナのための整合フィルター $\underline{\mathbf{m}}_{mm,i}(k)$ は、

【数 1 3 6】

10

$$\underline{\mathbf{m}}_{mm,i}(k) = \underline{\mathbf{Y}}_{mm}^H \underline{\mathbf{h}}_i(k), \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

【0 1 9 4】

の応答を有する。サブバンド k 毎に、各受信アンテナのための整合フィルターの出力は、 N_s の送信ステアリングベクトルに対応する N_s のフィルターされたシンボルサブストリームを含む。サブバンド k 毎に、各ステアリングベクトルのための N_R の整合フィルターからの N_R のフィルターされたシンボルサブストリームは結合されて、そのステアリングベ 20
クトルのための検出されたシンボルサブストリーム

【数 1 3 7】

$$\tilde{\mathbf{z}}_k(k)$$

【0 1 9 5】

を得る。次に、各ステアリングベクトルのための N_F のサブバンドのための N_s の検出されたシンボルサブストリームは多重化され、そのステアリングベクトルで送信されたデータ 30
シンボルサブストリーム

【数 1 3 8】

$$s_2(n)$$

【0 1 9 6】

のための検出されたシンボルストリーム

【数 1 3 9】

40

$$\tilde{\mathbf{z}}_k(n)$$

【0 1 9 7】

を得る。

【0 1 9 8】

N_s の検出されたシンボルストリーム

50

(42)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 4 0】

$$\tilde{\mathbf{s}}_{mn}(n)$$

【0 1 9 9】

は、送信機により送信された N_s のデータシンボルストリーム $\mathbf{s}_{mn}(n)$ のために得られる。

【0 2 0 0】

10

上述するように、複数のデータシンボルストリームが同時に送信されるなら、時間分散 MIMO チャンネルのための受信機におけるこれらのデータシンボルストリームとの間にクロストークがある。時空間または「結合」イコライザーは、MIMO チャンネルにおける時間分散によるクロストークおよびシンボル間干渉を緩和するために使用されてもよい。時空間イコライザーは、最小二乗平均誤差リニアイコライザー (MMSE-LE)、デシジョンフィードバックイコライザー (DFE)、最大尤度シーケンス推定器 (MLSE) またはその他のタイプのイコライザーであってよい。時空間イコライザーは、送信機により送信されたデータシンボルストリーム $\mathbf{s}_{mn}(n)$ の改良された推定値である、 N_s のリカバーされたシンボルストリーム

【数 1 4 1】

20

$$\hat{\mathbf{s}}_{mn}(n)$$

【0 2 0 1】

を得るために、時間ドメインと空間ドメインの両方において N_s の検出されたシンボルストリーム

【数 1 4 2】

30

$$\tilde{\mathbf{s}}_{mn}(n)$$

【0 2 0 2】

上で動作するように設計されていてもよい。MMSE-LE、DFE および MLSE の例示設計は、2001 年 11 月 6 日に出願された、「多重アクセス多重入力多重出力 (MIMO) 通信システム」(Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System) というタイトルの同一出願人による米国特許出願シリアル番号第 09/993,087 に記載されている。

40

【0 2 0 3】

また、時空間イコライザーは、一度に 1 つのデータシンボルストリームを連続的にリカバーする、連続する等化および干渉相殺受信機処理技術を実施してもよい。各データシンボルストリームがリカバーされるので、残りのデータシンボルストリームすなわちまだリカバーされていないデータシンボルストリームに対してデータシンボルストリームが引き起こす干渉は推定され削除されたシンボルストリームから相殺されて「変更された」シンボルストリームを得る。次に、変更されたシンボルストリームが処理され次のデータシンボルストリームをリカバーする。すべての N_s のデータシンボルストリームがリカバーされるまで反復される。各リカバーされたデータシンボルストリームにより干渉を除去することにより、まだリカバーされていないデータシンボルストリームは、より少ない干渉を

50

経験し、より高いS N R sを得てもよい。連続する等化および干渉相殺受信機処理技術はまた米国特許出願シリアル番号第09／993, 087にも記載されている。

【0204】
多重モード固有ステアリングを有したMIMOチャネルの容量
【数143】

$$C_{mimo}^{mm}$$

10

【0205】
は、以下のように表してもよい。
【数144】

$$C_{mimo}^{mm} = \sum_{k=1}^{N_E} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\rho}{N_s} \cdot \mathbf{V}_{mm}^H \mathbf{R}(k) \mathbf{V}_{mm} \right| \tag{31}$$

【0206】
但し |M| はMの決定を示す。相関マトリクス
【数145】

$$\tilde{\mathbf{R}}(k)$$

20

【0207】
は、
【数146】

$$\tilde{\mathbf{R}}(k) = \mathbf{V}_{mm}^H \mathbf{R}(k) \mathbf{V}_{mm}$$

30

【0208】
として定義してもよい。
【数147】

$$\tilde{\mathbf{R}}(k)$$

40

【0209】
の固有値は

(44)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 4 8】

 $\tilde{\lambda}_\lambda(k)$, 但し $\lambda=1, 2, \dots, N_s$ および $k=1, 2, \dots, N_F$

【0 2 1 0】

として計算し、示してもよい。多重モード固有ステアリングを有したMIMOチャネルの
容量

【数 1 4 9】

10

$$C_{\text{mmmo}}^{\text{mm}}$$

【0 2 1 1】

は、以下のように表してもよい。

【数 1 5 0】

20

$$C_{\text{mmmo}}^{\text{mm}} = \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{\lambda=1}^{N_s} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_s} \cdot \tilde{\lambda}_\lambda(k) \right) \quad \text{式 (32)}$$

【0 2 1 2】

主経路固有ステアリング

主経路固有ステアリングの場合、データシンボルストリームは、単一の周波数独立したステアリングベクトル \underline{y}_m を用いてMIMOチャネルの主伝搬経路のための基本空間チャネル上に送信される。上述するように、時間分散MIMOチャネルは、 $L+1$ のチャネルインパルス応答マトリクス

30

【数 1 5 1】

 $\underline{H}(n)$ 但し $n=0, 1, \dots, L$

【0 2 1 3】

により特徴づけることができる。一実施形態において、主経路は、最も受信されるエネルギーを有した伝搬経路として定義される。各チャネルインパルス応答マトリクス

【数 1 5 2】

40

matrix $\underline{H}(n)$, 但し $n=0, 1, \dots, L$

【0 2 1 4】

は、以下のように計算してもよい。

(45)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 5 3】

$$E(n) = \|\underline{H}(n)\|^2 = \sum_{j=1}^{N_x} \sum_{i=1}^{N_y} |h_{ij}(n)|^2, \text{ 但し } n=0, 1, \dots, L \quad \text{式 (33)}$$

【0 2 1 5】

エネルギー $E(n)$ は、また (1) 相関マトリクス

【数 1 5 4】

19

$$\underline{R}(n) = \underline{H}^H(n) \underline{H}(n)$$

【0 2 1 6】

であり、(2) チャネルインパルス応答マトリクス

【数 1 5 5】

20

$$\underline{H}(n)$$

【0 2 1 7】

のフロベニウス平均の二乗である。すべての $L+1$ 時間遅延のための最大エネルギー E_{\max} はしたがって以下のように決定される。

【数 1 5 6】

$$E_{\max} = \max_{n=0 \dots L} \{E(n)\} \quad \text{式 (34)}$$

30

【0 2 1 8】

主経路遅延 n_{sp} は最も高いエネルギー E_{\max} を有したチャネルインパルス応答マトリクスの時間遅延に等しい。

【0 2 1 9】

従って、主経路のためのチャネル応答マトリクス \underline{H}_{sp} は

【数 1 5 7】

$$\underline{H}_{sp} = \underline{H}(n_{sp})$$

40

【0 2 2 0】

である。

【0 2 2 1】

 \underline{H}_{sp} の相関マトリクス \underline{R}_{sp} は

(46)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 5 8】

$$\underline{\mathbf{R}}_{mp} = \underline{\mathbf{H}}_{mp}^H \underline{\mathbf{H}}_{mp}$$

【0 2 2 2】

として計算される。相関マトリクス $\underline{\mathbf{R}}_{mp}$ の固有値分解は、以下のように表してもよい。

【数 1 5 9】

$$\underline{\mathbf{R}}_{mp} = \underline{\mathbf{V}}_{mp} \underline{\mathbf{\Lambda}}_{mp} \underline{\mathbf{V}}_{mp}^H$$

式 (35)

19

【0 2 2 3】

但し、 $\underline{\mathbf{V}}_{mp}$ は $\underline{\mathbf{R}}_{mp}$ の固有ベクトルのユニタリマトリクスであり、 $\underline{\mathbf{\Lambda}}_{mp}$ は $\underline{\mathbf{R}}_{mp}$ の固有値の対角マトリクスである。

【0 2 2 4】

マトリクス $\underline{\mathbf{R}}_{mp}$ はランク N_s のマトリクスである。対角マトリクス $\underline{\mathbf{\Lambda}}_{mp}$ は N_s の負でない対角線に沿った実数を含む。固有ステアリングに使用するための周波数独立したステアリングベクトル $\underline{\mathbf{v}}_{mp}$ は $\underline{\mathbf{R}}_{mp}$ の基本固有ベクトルであり、 $\underline{\mathbf{R}}_{mp}$ の最も大きい固有値に相当する $\underline{\mathbf{v}}_{mp}$ の列である。

【0 2 2 5】

20

以下のように、送信機は、ステアリングベクトル $\underline{\mathbf{v}}_{mp}$ を有したデータシンボルストリーム $\underline{\mathbf{s}}(n)$ に固有ステアリングを実行し、 N_T の送信シンボルストリーム

【数 1 6 0】

$$\underline{\mathbf{x}}_{mp}(n)$$

【0 2 2 6】

を得る

【数 1 6 1】

30

$$\underline{\mathbf{x}}_{mp}(n) = \underline{\mathbf{s}}(n) \cdot \underline{\mathbf{v}}_{mp}$$

式 (36)

【0 2 2 7】

方程式 (36) に示される空間処理は、送信電力を、最も強い伝搬経路のための基本空間チャンネルの方向に向ける。

【0 2 2 8】

受信機は、受信シンボルストリーム

【数 1 6 2】

$$\underline{\mathbf{y}}_{mp}(n)$$

40

【0 2 2 9】

の整合フィルタリングを実行することができる。これは時間ドメインまたは周波数ドメインにおいて

【数 1 6 3】

$$\underline{\mathbf{y}}_{mp}(n) = \underline{\mathbf{g}}(n) \otimes \underline{\mathbf{x}}_{mp}(n) + \underline{\mathbf{n}}_{noise}(n)$$

【0 2 3 0】

である。時間ドメイン整合フィルタリングは以下のように表してもよい。

50

(47)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 6 4】

$$\tilde{y}_{mp}(n) = \underline{y}_{mp}^H \underline{H}^H(L-n) \otimes \underline{y}_{mp}(n) \text{ , 但し } n=0, 1, \dots, L \quad \text{式(37)}$$

【 0 2 3 1】

検出されたシンボルストリーム

10

【数 1 6 5】

$$\tilde{y}_{mp}(n)$$

【 0 2 3 2】

は事後処理（例えば、等化）され、リカバーされたシンボルストリーム

【数 1 6 6】

20

$$\hat{s}_{mp}(n)$$

【 0 2 3 3】

を得る。

【 0 2 3 4】

周波数ドメイン整合フィルタリングは以下のように表してもよい。

【数 1 6 7】

30

$$\hat{s}_{mp}(k) = \underline{y}_{mp}^H \underline{H}^H(k) \underline{y}_{mp}(k) \text{ , 但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式(38)}$$

【 0 2 3 5】

 N_F のサブバンドのための N_F のリカバーされたシンボルサブストリーム

【数 1 6 8】

$$\hat{s}_{mp}(k) \text{ , 但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

40

【 0 2 3 6】

は、乗算してリカバーされたシンボルストリーム

【数 1 6 9】

$$\hat{s}_{mp}(n)$$

50

(48)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【0237】

を得てもよい。

【0238】

一般に、主経路固有ステアリングのための受信機処理は、基本モード固有ステアリングのための上述したものと同様に実行してもよい。しかしながら、整合フィルタリングは、「平均化された」MIMOチャネルの基本空間チャネルのためのステアリングベクトル $\underline{v}_{p,n}$ の代わりに主経路の基本空間チャネルのためのステアリングベクトル $\underline{v}_{m,p}$ に基づいて実行される。

【0239】

D、受信機固有ステアリング

10

受信機固有ステアリングの場合、MIMOチャネルは、 N_R の受信機アンテナのための N_R のMISOチャネルから構成されているとして見られる。 N_R の周波数独立したステアリングベクトルは、MISOシステムのため上述したのと類似の方法で N_R のMISOチャネルのために得てもよい。

【0240】

式(16)に示すように、MIMOチャネルのためのマトリクス

【数170】

$$\underline{H}(n)$$

20

【0241】

は、 N_R のチャネルインパルス応答ベクトル

【数171】

$$\underline{h}_i(n), \text{ 但し } i=1, 2, \dots, N_R$$

30

【0242】

から構成される。各行ベクトル

【数172】

$$\underline{h}_i(n)$$

【0243】

40

は、 N_T の送信アンテナおよび受信アンテナ i との間にチャネルインパルス応答を含む。 $N_T \times N_R$ の相関マトリクス \underline{R}_i は、以下のように各受信アンテナに対して構成してもよい。

【数173】

$$\underline{R}_i = \sum_{n=0}^L \underline{h}_i^H(n) \underline{h}_i(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \underline{h}_i^H(k) \underline{h}_i(k), \text{ 但し } i=1, 2, \dots, N_R \quad \text{式(39)}$$

50

(49)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【0244】

各受信アンテナのための相関マトリクス \underline{R}_i の固有値分解は、以下のように実行してもよい。

【数174】

$$\underline{R}_i = \underline{V}_i \underline{\Lambda}_i \underline{V}_i^H, \text{ 但し } i=1, 2, \dots, N_R$$

式(40)

【0245】

但し、 \underline{V}_i は、その列が \underline{R}_i の固有ベクトルであるユニタリマトリクスである。 $\underline{\Lambda}_i$ は、その対角線エントリが \underline{R}_i の固有値である対角マトリクスである。

【0246】

各

【数175】

$$\underline{c}_i(n)$$

【0247】

は、1つの受信アンテナの行ベクトルであるので、相関マトリクス \underline{R}_i は $\min\{L+1, N_T\}$ 以下のランクを有する。受信アンテナ i 毎に、その受信アンテナのための受信されたSNRを最大化する周波数独立したステアリングベクトル $\underline{v}_{rx,i}$ は、 \underline{R}_i の最大ノンゼロ固有値に相当する \underline{V}_i の列である。 N_R のステアリングベクトル $\underline{v}_{rx,i}$ 、但し $i=1, 2, \dots, N_R$ は、 N_R の受信アンテナのために得られ、 $N_T \times N_R$ のマトリクス

【数176】

$$\underline{V}_{rx} = [\underline{v}_{rx,1} \ \underline{v}_{rx,2} \ \dots \ \underline{v}_{rx,N_R}]$$

【0248】

により表される。

【0249】

1つあるいは複数のデータシンボルストリームは受信機固有ステアリングで送信してもよい。1つのデータシンボルストリーム $s(n)$ が送信されるなら、送信機は、 N_R のステアリングベクトルを有するこのデータシンボルストリーム上で固有ステアリングを実行し、以下のように N_T の送信シンボルストリーム

【数177】

$$\underline{x}_x(n)$$

【0250】

を得る。

【数 1 7 8】

$$\underline{x}_{rx}(n)=s(n)\cdot\sum_{i=1}^{N_R}\underline{y}_{rx,i}$$

式 (41)

【 0 2 5 1】

この場合も先と同様に、1つのデータシンボルストリームが送信されるなら、受信機は、時間ドメインまたは周波数ドメインにおける、

19

【数 1 7 9】

$$\underline{y}_{rx}(n)=\underline{H}(n)\otimes\underline{x}_{rx}(n)+\underline{z}_{rx}(n)$$

【 0 2 5 2】

であるN_Rの受信されたシンボルストリーム

【数 1 8 0】

20

$$\underline{y}_{rx}(n)$$

【 0 2 5 3】

の整合フィルタリングを実行することができる。時間ドメイン技術の場合には、以下のよう
に整合フィルタリングは、最初に受信アンテナ毎に実行される。

【数 1 8 1】

30

$$\tilde{y}_{rx,i}(n)=\underline{y}_{rx,i}^H\underline{f}_i^H(L-n)\otimes\underline{y}_{rx,i}(n) \text{ , 但し } i=1, 2, \dots, N_R$$

式 (42)

【 0 2 5 4】

但し、

【数 1 8 2】

$$\tilde{y}_{rx,i}(n)$$

40

【 0 2 5 5】

は、受信アンテナiのためのフィルターされたシンボルストリームである。次に、すべてのN_Rの受信アンテナのためのN_Rのフィルターされたシンボルストリームは結合されて以下のように検出されたシンボルストリーム

(51)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 8 3】

$$\tilde{s}_m(n)$$

【 0 2 5 6】

を得る。

【数 1 8 4】

10

$$\tilde{s}_m(n) = \sum_{i=1}^{N_R} \tilde{s}_{m,i}(n)$$

式 (43)

【 0 2 5 7】

検出されたシンボルストリーム

【数 1 8 5】

20

$$\tilde{s}_m(n)$$

【 0 2 5 8】

は事後処理（例えば、等化）され、送信されたデータシンボルストリーム $s(n)$ の推定値である、リカバーされたシンボルストリーム

【数 1 8 6】

$$\hat{s}_m(n)$$

30

【 0 2 5 9】

を得る。

【 0 2 6 0】

周波数ドメイン技術の場合、整合フィルタリングは、以下のように各受信アンテナの各サブバンドに対して最初に実行される。

【数 1 8 7】

40

$$\hat{s}_{m,i}(k) = \underline{\mathbf{v}}_{m,i}^H \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \underline{\mathbf{y}}_m(k), \text{ 但し } i=1, 2, \dots, N_R \text{ および } k=1, 2, \dots, N_T \quad \text{式 (44)}$$

【 0 2 6 1】

但し、

(52)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 1 8 8】

$$\hat{s}_{m,i}(k)$$

【0 2 6 2】

は、受信アンテナ i のサブバンド k のためのフィルターされたシンボルサブストリームである。次に、サブバンド k のためのすべての N_R の受信アンテナのための N_R のフィルターされたシンボルサブストリームは結合されて、以下のようにサブバンド k のための検出されたシンボルサブストリーム 19

【数 1 8 9】

$$\hat{s}_m(k)$$

【0 2 6 3】

を得る。

【数 1 9 0】

20

$$\hat{s}_m(k) = \sum_{i=1}^{N_R} \hat{s}_{m,i}(k) \text{ , 但し } k=1, 2, \dots, N_F \quad \text{式 (45)}$$

【0 2 6 4】

すべての N_F サブバンドのための N_F の検出されたシンボルサブストリーム

【数 1 9 1】

30

$$\hat{s}_m(k)$$

【0 2 6 5】

は、一緒に乗算されてリカバーされたシンボルストリーム

【数 1 9 2】

$$\hat{s}_m(n)$$

40

【0 2 6 6】

を得てもよい。

【0 2 6 7】

複数の (N_D) データシンボルストリームが送信されるなら、但し $N_s > N_p > 1$ なら、1つ以上の受信アンテナのそれぞれのセットに各データシンボルストリームを向けてもよい。送信機は、そのデータシンボルストリームが向けられる

(53)

JP 2007-593767 A 2007.2.22

【数 1 9 3】

$$N_{\lambda}$$

【0 2 6 8】

の受信アンテナのセットのための

【数 1 9 4】

19

$$N_{\lambda}$$

【0 2 6 9】

のステアリングベクトルのセットを有した各データシンボルストリームに対して固有ステアリングを実行する。但し、

【数 1 9 5】

20

$$N_{\lambda} \geq 1$$

【0 2 7 0】

各データシンボルストリーム

【数 1 9 6】

$$s_{\lambda}(n)$$

30

【0 2 7 1】

のための送信機における固有ステアリングは、以下のように表してもよい。

【数 1 9 7】

$$\underline{x}_{m,\lambda}(n) = s_{\lambda}(n) \cdot \sum_{j=1}^{N_{\lambda}} \underline{v}_{m,\lambda,j}, \text{ 但し } \lambda=1, 2, \dots, N_D \quad \text{式(46)}$$

40

【0 2 7 2】

但し、

【数 1 9 8】

$$\underline{x}_{m,\lambda}(n)$$

【0 2 7 3】

はデータシンボルストリーム

50

【数 1 9 9】

$$s_{\lambda}(n)$$

【 0 2 7 4 】
のための N_T の送信シンボルサブストリームであり、
【数 2 0 0】

19

$$\underline{y}_{m,\lambda,j}, \text{ 但し } j=1 \dots N_{\lambda}$$

【 0 2 7 5 】
はデータシンボルストリーム
【数 2 0 1】

$$s_{\lambda}(n)$$

20

【 0 2 7 6 】
のための
【数 2 0 2】

$$N_{\lambda}$$

30

【 0 2 7 7 】
のステアリングベクトルである。すべての N_0 のデータシンボルストリームのための N_T の
送信シンボルサブストリームの N_0 のセットは、次に、結合されて、以下のように N_T の送
信シンボルストリーム
【数 2 0 3】

$$\underline{x}_{mx}(n)$$

40

【 0 2 7 8 】
を得る。
【数 2 0 4】

$$\underline{x}_{mx}(n) = \sum_{\lambda=1}^{N_B} \underline{x}_{m,\lambda}(n) \tag{47}$$

50

JP,2007-503767,A

● STANDARD ○ ZOOM-UP ROTATION No Rotation  ☐ REVI

RELOAD

PREVIOUS PAGE

JP,2007-503767 A 2007.2.22

NEXT PAGE

DETAIL

受信機は方程式（４２）に示すように時間ドメインにおいてまたは方程式（４４）に示すように周波数ドメインにおいて、各受信アンテナのための受信されたシンボルストリーム

【数 2 0 5】

$$y_i(n)$$

19

【 0 2 8 0】

の整合フィルタリングを実行することができる。次に、受信機は、各データシンボルストリーム

【数 2 0 6】

$$s_i(n)$$

【 0 2 8 1】

に使用されるすべての受信アンテナから、フィルタされたシンボルサブストリーム

【数 2 0 7】

20

$$\tilde{y}_{k,j}(n), \text{ 但し } j=1 \dots N_k$$

【 0 2 8 2】

を結合して、そのデータシンボルストリームのための検出されたシンボルストリーム

【数 2 0 8】

30

$$\tilde{z}_i(n)$$

【 0 2 8 3】

を得ることができる。時空間イコライザは、 N_0 の検出されたシンボルストリーム

【数 2 0 9】

$$\tilde{z}_m(n)$$

40

【 0 2 8 4】

を等化するために使用し、 N_0 のリカバーされたシンボルストリーム

(56)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 1 0】

$$\hat{x}_m(n)$$

【0 2 8 5】
を得てもよい。

【0 2 8 6】
また、周波数独立した固有ステアリングもMIMO-OFDMシステムのために使用し 10
てもよい。方程式(20)、(28)、(36)、(41)に示すように、送信機は時間
ドメインにおいて固有ステアリングを実行することができる。この場合、 $s(n)$ および
 $s(n)$ は、OFDM変調によりデータストリーム(複数の場合もある)のために発生さ
れたOFDMシンボルのための時間ドメインチップのシーケンス(複数の場合もある)を
示す。

【0 2 8 7】
また、送信器は、OFDMシンボルを発生するために、OFDM変調の前に、各サブバン
ドのためのデータシンボル上で周波数ドメイン内の固有ステアリングを実行することがで
きる。受信機は、方程式(22)、(29)、(37)、(42)および(43)に示す
ように、時間ドメインにおいて整合フィルタリングを実行することができる。また、受信 20
機は、方程式(23)、(30)、(38)、(44)、(45)に示すように、周波数
ドメインにおいて整合フィルタリングを実行することができる。

【0 2 8 8】
3. MISOシステム

図1は、MISOシステム100内の送信機110および受信機150のブロック図を
示す。送信機110において、送信(TX)データプロセッサ120は、データソース
112からデータストリーム

【数 2 1 1】

$$d(n)$$

30

【0 2 8 9】
を受信し、選択された送信モードに従って、データストリームを処理(例えば、符号化し
、インターリーブし、および変調する)し、データシンボルストリーム $s(n)$ を供給す
る。選択された送信モードは、特定のデータレート、特定のコーディングスキーム、また
はコードレートおよびデータストリームに使用するための特定の変調スキームに関連して
いてもよい。これらは、それぞれ、データレート、コーディングおよびコントローラ 40
140により供給される変調制御により示される。

【0 2 9 0】
TX空間プロセッサ130は、データシンボルストリーム $s(n)$ を受信し、以下に
記載するようにスペクトル拡散またはマルチキャリア変調のような広帯域処理を実行して
もよい。TX空間プロセッサ130は、さらにコントローラ140によって提供され
る周波数独立したステアリングベクトル \underline{v}_{ms} 。(それはTXステアリングベクトルとも呼
ばれる)に基づいて、固有ステアリングを実行する。TX空間プロセッサ130は、ま
たパイロット入力をデータと乗算し、 N_T の送信チップストリーム $\underline{c}_{ms}(n)$ を供給す
る。TXデータプロセッサ120およびTX空間プロセッサ130による処理は、さ
らに以下に詳細に記載される。

【0 2 9 1】

50

(57)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

送信機ユニット（TMT R）132は、 N_T の送信チップストリームを受信して条件づけ、例えば、アナログに変換し、周波数変換し、フィルタし、および増幅する）し、 N_T の変調された信号を得る。次に、各変調された信号はMISOチャネルを解して図1に示さない）それぞれの送信アンテナから受信機150に送信される。MISOチャネルは、チャネルインパルス応答

【数212】

$$h(n)$$

19

【0292】

で送信された信号を歪ませ、さらに白色ガウス雑音およびおそらくは他の送信ソースからの干渉により送信された信号を劣化させる。

【0293】

受信機150において、 N_T の送信された信号は、（図1に示していない）単一の受信アンテナにより受信され、受信された信号は受信機ユニット（RCVR）154に供給される。受信機ユニット154は、受信された信号を条件づけてデジタル化し、送信されたデータとパイロットのためのサンプルのストリームを得る。受信機ユニット154は（20 データのための）受信したシンボルストリーム

【数213】

$$y_{miso}(n)$$

【0294】

を受信（RX）空間プロセッサ160に供給し、（パイロットのための）受信されたパイロットシンボルをチャネル推定器172に供給する。RX空間プロセッサ160は、整合フィルタを用いて受信されたシンボルストリーム

30

【数214】

$$y_{miso}(n)$$

【0295】

の整合されたフィルタリングを実行し、リカバーされたシンボルストリーム

【数215】

$$\hat{s}_{miso}(n)$$

40

【0296】

を供給する。これは、送信機110により送信されたデータシンボルストリーム $s(n)$ の推定値である。次に、RXデータプロセッサ170は選択された送信モードに従ってリカバーされたシンボルストリームを処理（例えば、復調、デインターリーブ、および復号）し、復号されたデータストリーム

(58)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 1 6】

$$\hat{d}(n)$$

【0 2 9 7】

を得る。これは、送信機 1 1 0 により送信されたデータストリーム

【数 2 1 7】

$$d(n)$$

10

【0 2 9 8】

の推定値である。

【0 2 9 9】

RX データプロセッサ 1 7 0 はさらに各受信されたデータパケットのステータスを供給してもよい。

【0 3 0 0】

チャネル推定器 1 7 2 は、受信されたパイロットシンボルを処理し、チャネル利得および MISO チャネルのための SNR 推定値を得る。次に、マトリクス計算ユニット 1 7 4 は、チャネル利得推定値を処理し、TX 空間プロセッサ 1 3 0 のための周波数独立したステアリングベクトル \underline{v}_{n1s} および RX 空間プロセッサ 1 6 0 のための整合フィルタを得る。送信モードセレクター 1 7 6 は、チャネル推定器 1 7 2 から SNR 推定値を受信し、RX データプロセッサ 1 7 0 からパケットステータスを受信し、データストリームのための適切な送信モードを決定し、選択された送信モードをコントローラ 1 8 0 に供給する。

【0 3 0 1】

コントローラ 1 8 0 は計算ユニット 1 7 4 からステアリングベクトル \underline{v}_{n1s} を受信し、送信モードセレクター 1 7 6 から選択された送信モードを受信し、送信器 1 1 0 用フィードバック情報を組み立てる。フィードバック情報は送信器 1 1 0 へ送られ、受信機 1 5 0 へ送られたデータストリーム

【数 2 1 8】

$$d(n)$$

【0 3 0 2】

の処理を調節するために使用される。例えば、送信器 1 1 0 は、データレート、コーディングスキーム、変調スキーム、固有ステアリングまたはそれらの任意の組み合わせを調節するためのフィードバック情報を、受信機 1 5 0 に送信されるデータストリームのために使用してもよい。

【0 3 0 3】

コントローラ 1 4 0 および 1 8 0 は、それぞれ送信機 1 1 0 および受信機 1 5 0 における動作を指示する。メモリユニット 1 4 2 および 1 8 2 は、それぞれコントローラ 1 4 0 および 1 8 0 により使用されるプログラムコードおよびデータのための記憶装置を提供する。図 1 に示すように、メモリユニット 1 4 2 および 1 8 2 は、コントローラ 1 4 0 内部にあってよいし、コントローラ 1 4 0 外部にあってよい。

【0 3 0 4】

図 2 は、図 1 に示す TX データプロセッサ 1 2 0 の一実施形態のブロック図である。

【0 3 0 5】

TX データプロセッサ 1 2 0 内において、エンコーダ 2 1 2 はコーディング制御により示されるコーディングスキームに基づいてデータストリーム

50

(59)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 1 9】

 $d(n)$

【0 3 0 6】

を受信して符号化し、コードビットを供給する。データストリームは、1つ以上のデータ
 パケットを運んでもよく、各データパケットは典型的に別個に符号化され符号化されたデ
 ータパケットを得てもよい。コーディングは、データ送信の信頼性を増加させる。コーデ
 イングスキームは巡回冗長検査 (CRC) コーディング、畳み込みコーディング、ターボ
 コーディング、ブロックコーディングなど、またはそれらの組み合わせを含んでいてもよ
 い。チャネルインターリーバー 2 1 4 は、インターリーブスキームに基づいてコード
 ビットをインターリーブする。これは、インターリーブが送信モードに依存している
 ならインターリーブ制御により示されてもよい。インターリーブはコードビット
 のための時間、周波数および/または空間ダイバーシティを供給する。

【0 3 0 7】

シンボルマッピングユニット 2 1 6 は、変調制御によって示された変調スキームに基づ
 いてインターリーブされたビットをマッピングし、変調シンボル (または単に「データシ
 ンボル」) のストリームを提供する。ユニット 2 1 6 は、B のインターリーブされたビッ
 トの各セットをグループ化し、B-ビットバイナリ値、但し $B > 1$ を形成し、さらに変調
 スキーム (例えば、QPSK、M-PSK、または $M=QAM$ 、但し $M=2^B$) に基づいて
 特定の變調シンボルに各 B-ビット値をマッピングする。各変調シンボルは、変調スキ
 ームによって定義された信号の星座の複素数値である。

【0 3 0 8】

図 3 A は、TX 空間プロセッサ 1 3 0 a のブロック図を示す。これは、図 1 の TX 空
 間プロセッサ 1 3 0 の一実施形態である。TX 空間プロセッサ 1 3 0 a は固有ステア
 リングユニット 3 3 0、TX パイロットプロセッサ 3 4 0 およびマルチプレクサー (M
 UX) 3 5 0 を含む。

【0 3 0 9】

固有ステアリングユニット 3 3 0 は、NT の乗算器 3 3 2 a 乃至 3 3 2 t を含む。送信
 のアンテナの各々に対して 1 つの乗算器 3 3 2 が割り当てられる。各乗算器 3 3 2 は、デ
 ータシンボルストリーム $s(n)$ および TX ステアリングベクトル $\underline{v}_{nt,so}$ のそれぞれのエ
 レメント $v_{nt,so,j}$ を受信し、各データシンボルをエレメント $v_{nt,so,j}$ と乗算し、送信シン
 ボルストリームを供給する。乗算器 3 3 2 a 乃至 3 3 2 t は、方程式 (5) に示すように
 周波数独立した固有ステアリングを実行する。

【0 3 1 0】

TX パイロットプロセッサ 3 4 0 は、NT の乗算器 3 4 2 a 乃至 3 4 2 t を含む。送
 信アンテナの各々に対して 1 つの乗算器 3 4 2 が割り当てられる。各乗算器 3 4 2 は、そ
 の送信アンテナに割り当てられたパイロットシンボルおよびユニークな直交シーケンス W_j
 を受信し、パイロットシンボルに直交シーケンス W_j を掛けて、カバーされたパイロ
 ットシンボルのシーケンスを提供する。乗算器 3 4 2 a 乃至 3 4 2 t は、 N_T の送信アン
 テナのための N_T の直交パイロットを発生する。これは受信機 1 5 0 によりチャネル推定に
 使用してもよい。

【0 3 1 1】

マルチプレクサー 3 5 0 は N_T のマルチプレクサー 3 5 2 a 乃至 3 5 2 t を含み、 N_T 送
 信アンテナの各々に対して 1 つの乗算器 3 5 2 が割り当てられる。各マルチプレクサー 3
 5 2 は、関連する乗算器 3 3 2 からの送信シンボルを受信して関連する乗算器 3 4 2 から
 のカバーされたパイロットシンボルと多重化し、送信チップ $c_j(n)$ のそれぞれのスト
 リームを供給する。パイロットは、図 3 A に示すように時分割多重化 (TDM)、符号分

(60)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

割多重化 (CDM)、サブバンド多重化、またはその他の多重化スキームを用いてデータと多重化してもよい。いずれの場合にも、マルチプレクサー 352a 乃至 352t は、 N_T の送信アンテナのために、 N_T の送信チップストリーム $c_j(n)$ 、但し $j = 1, \dots, 2, \dots, N_T$ を供給する。

【0312】

送信器ユニット 132 は NT の送信器 362a 乃至 362t を含む。 N_T の送信機の各々に対して 1 つの送信機 362 が割り当てられる。各送信器 362 は、変調された信号を生成するためにそれぞれの送信チップストリームを受信し条件付ける。次に、それは関連するアンテナ 134 から送信される。

【0313】

図 3B は、TX 空間プロセッサ 130b のブロック図を示す。それは、図 1 の TX 空間プロセッサ 130 の他の実施形態である。TX 空間プロセッサ 130b は、時間ドメインにおいてスペクトル拡散を実行し、拡散器 310、固有ステアリングユニット 330、TX パイロットプロセッサ 340、およびマルチプレクサー 350 を含む。

【0314】

TX 空間プロセッサ 130b 内では、拡散器 310 は、データシンボルストリーム $s(n)$ を受信し、擬似乱数 (PN) シーケンスを用いてスペクトル的に拡散し、拡散データシンボルのストリームを供給する。拡散は、全体のシステムの帯域幅にわたってデータをスペクトル的に拡散するために低いレート of データシンボルストリームに特に適用可能である。拡散は、技術的に良く知られた CDMA システムの場合に類似した方法で実行してもよい。次に、固有ステアリングは、図 3A に対して上述した (データシンボルストリームの代わりに) 拡散データシンボルストリームが実行され、NT の送信アンテナのための NT の送信 N_T チップを得る。

【0315】

図 3C は、TX の空間プロセッサ 130c のブロック図を示す。それは、まだ図 1 の中の TX の空間プロセッサ 130 の他の実施形態である。TX の空間プロセッサ 130c は OFDM 変調を行ない、ユニット 330、TX パイロットプロセッサ 340 およびマルチプレクサー 350 を固有ステアリングして、OFDM 変調器 320 を含んでいる。

【0316】

TX 空間プロセッサ 130c 内では、OFDM 変調器 320 は、データシンボルストリーム $s(n)$ を受信し、OFDM 変調を実行する。OFDM は、全体のシステム帯域幅を複数 (N_F) の直交サブバンドに効率的に分割する。これは、また一般的にトーン、ビン、周波数サブチャネルとも呼ばれている。OFDM により、各サブバンドは、データで変調してもよいそれぞれのキャリアに関連する。OFDM シンボル期間毎に、1 つのデータまたはパイロットシンボルは送信に使用される各サブバンド上に送信してもよい。また、ゼロの信号値は個々の未使用のサブバンドのために提供される。OFDM 変調器 320 内では、逆高速フーリエ変換 (IFFT) ユニットの各 OFDM シンボル期間の間 N_F のサブバンドのための 1 セットのデータ/パイロットシンボルおよびゼロを受信し、逆高速フーリエ変換を使用して、時間ドメインへのデータ/パイロットシンボルおよびゼロの 40 セットを変換し、 N_F の時間ドメインチップを含む変換されたシンボルを提供する。次に、周期的なプリフィックスジェネレーターは、各変換されたシンボルの一部を反復し、 $N_F + N_{cp}$ チップを含む OFDM シンボルを得る。但し、 N_{cp} は、反復されるチップ数である。周期的なプリフィックスは、チャネル内の時間分散により生じる周波数選択フェージングと対抗するために使用される。OFDM 変調器 320 は、OFDM シンボルのストリームのためにデータチップのストリームを供給する。

【0317】

次に、図 3A に対して上述したように、固有ステアリングが (データシンボルストリームの代わりに) データチップストリーム上で実行され、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信チップストリームを得る。あるいは、データシンボルストリームは N_T データシンボ 50

(61)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

ルサブストリームに逆多重化してもよく、固有ステアリングは、各データシンボルサブストリーム上で実行してもよい。この場合、すべてのサブバンドに対して同じステアリングベクトル \underline{y}_{mrs} が使用される。次に、各送信アンテナのすべてのサブバンドのための固有ステアリングの出力に OFDM 変調を行い、その送信アンテナのための送信チップストリームを得てもよい。一般に、固有ステアリングは、時間ドメインあるいは周波数ドメインのいずれかで行なってもよい。しかしながら、時間ドメイン内の固有ステアリングは、より少ない乗算を必要とするかもしれず、従って実施するのにより簡単になるかもしれない。

【0318】

図4Aは、RX空間プロセッサ160aのブロック図を示す。それは、図1のRX空間プロセッサ160の一実施形態で、図3AのTX空間プロセッサ130aと共に使用してもよい。アンテナ152は送信器110からNTに送信された信号を受信し、受信される信号を供給する。受信機ユニット154は、受信した信号を条件付けし、デジタル化し、前処理をし、受信したシンボルストリーム

【数220】

$$y_{mrs}(n)$$

【0319】

を供給する。

【0320】

前処理はフィルタリング、再サンプリング、サンプルレート変換などを含んでもよい。

【0321】

RX空間プロセッサ160a内では、整合フィルター410は、方程式(7)に示すように、整合フィルター

【数221】

$$m_{mrs}(n) = \underline{y}_{mrs}^H \underline{g}^B(L-n)$$

【0322】

を用いて、受信したシンボルストリーム

【数222】

$$y_{mrs}(n)$$

【0323】

の整合フィルタリングを実行し、検出されたシンボルストリーム

【数223】

$$\hat{z}_{mrs}(n)$$

【0324】

を供給する。イコライザ412は、次に検出されたシンボルストリーム上で等化を実行し、リカバーされたシンボルストリーム

【数224】

$$\hat{s}_{mrs}(n)$$

(62)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【0325】

を供給する。イコライザー412はMMSEイコライザー、決定フィードバックイコライザー、最大尤度シーケンス推定器または他のあるタイプのイコライザーを実施してもよい。これらはすべて技術的に知られている。等化は、MISOチャネルの周波数選択性により符号間干渉を緩和を試みる。整合フィルタリングおよび等化は、一緒に集積してもよい（例えば、整合フィルタ410は、イコライザー412に埋め込んでもよい）。

【0326】

図4Bは、RX空間プロセッサ160bのブロック図を示す。それは、図1のRX空間プロセッサ160の他の実施形態である。RX空間プロセッサ160bは、時間ドメインのスペクトル逆拡散を実行し、図3BのTX空間プロセッサと一緒に使用してもよい。RX空間プロセッサ160b内では、整合フィルタ410は、整合フィルタ

$$m_{misv}(n) = \mathbf{y}_{misv}^H \mathbf{h}^H(L-n)$$

【0327】

を用いて受信されたシンボルストリーム

【数226】

$$y_{misv}(n)$$

【0328】

の整合フィルタリングを実行し、検出されたシンボルストリーム

【数227】

$$\tilde{z}_{misv}(n)$$

【0329】

を供給する。

【0330】

次に、逆拡散器412は送信機110により使用されるPNシーケンス（の複素共役）を用いて検出されたシンボルストリームを逆拡散し、リカバーされたシンボルストリーム

【数228】

$$\hat{s}_{misv}(n)$$

【0331】

を供給する。

【0332】

逆拡散は、技術的に知られるCDMAシステムのための方法と類似の方法でレーキレシーバーを用いて実行してもよい。

【0333】

図4Cは、RX空間160プロセッサ160cのブロック図を示す。それは、また図1のRX空間プロセッサ160の他の実施形態である。RX空間プロセッサ160c

(63)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

はOFDM復調を行ない、図3CのTX空間プロセッサと一緒に使用してもよい。RX空間プロセッサ160cはOFDM復調器420、NFサブバンドのためのNF整合フィルター430a乃至430fおよびマルチプレクサー432を含む。

【0334】

RX空間プロセッサ160c内では、OFDM復調器420は受信されるシンボルストリーム

【数229】

$$y_{\text{sig}}(n)$$

19

【0335】

上でOFDM復調を行なう。OFDM復調器420は、受信される変換されたシンボルを得るために各受信されるOFDMシンボルの周期的なプリフィックスを最初に削除する。次に、OFDM復調器420は、 N_F サブバンドのための1セットの N_F の受信されるシンボルを得るために高速フーリエ変換(FFT)を使用して、周波数ドメインへの各受信される変換されたシンボルを変換する。OFDM復調器420は N_F のサブバンドのための受信されたシンボルサブストリーム

【数230】

20

$$y_{\text{sig}}(k), \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

【0336】

を整合フィルター430a乃至h430fに供給する。各整合フィルター430は、複素値スカラーである整合フィルター

【数231】

30

$$\mathbf{m}_{\text{sig}}(k) = \mathbf{v}_{\text{sig}}^H \mathbf{h}(k)$$

【0337】

を用いて、その受信されたシンボルストリーム

【数232】

$$y_{\text{sig}}(k)$$

40

【0338】

の整合フィルタリングを実行し、検出されたシンボルサブストリーム

(64)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 3 3】

$$\tilde{s}_{\text{micro}}(k)$$

【0 3 3 9】

を供給する。マルチプレクサー 4 3 2 は、すべての N_F の整合フィルター 4 3 0 a 乃至 4 3 0 f からの N_F の検出されたシンボルサブストリームを受信して多重化し、リカバーされたシンボルストリーム

10

【数 2 3 4】

$$\hat{s}_{\text{micro}}(n)$$

【0 3 4 0】

N_F のサブバンドより少ないサブバンドをデータ送信のために使用してもよい。

【0 3 4 1】

この場合、未使用のサブバンドの受信されるシンボルは廃棄される。また、整合フィルタリングは、未使用のサブバンドに対して行なわれない。

【0 3 4 2】

図 5 は、受信機 1 5 0 x のブロック図を示す。それは図 1 の受信機 1 5 0 の実施形態である。RX 空間プロセッサ 1 6 0 は、受信されたシンボルストリーム

【数 2 3 5】

$$y_{\text{macro}}(n)$$

30

【0 3 4 3】

上で整合フィルタリングおよび他の前処理を実行し、リカバーされたシンボルストリーム

【数 2 3 6】

$$\hat{s}_{\text{micro}}(n)$$

【0 3 4 4】

を供給する。

40

【0 3 4 5】

RX データプロセッサ 1 7 0 内では、シンボルデマッピングユニット 5 1 2 は、コントローラ 1 8 0 により供給される復調制御により示されるように、データストリームのために使用される復調スキームに従って、リカバーされたシンボルを復調する。次に、チャンネルデインターリーパー 5 1 4 は、送信機 1 1 0 において実行されるインターリーピングに補完的な方法で復調されたデータをデインターリーブする。インターリーピングが送信モードに依存する場合、コントローラ 1 8 0 はチャンネルデインターリーパー 5 1 4 にデインターリーピング制御を供給する。次に、デコーダ 5 1 6 は、コントローラ 1 8 0 によって提供される、デコーディング制御によって示されるように、送信機 1 1 0 で行なわれた符号化に補足的なやり方でデインターリーブされたデータをデコードする。例え

50

(65)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

ば、送信機 110 がそれぞれターボコーディングまたは畳み込みコーディングを実行する
 なら、ターボデコーダーまたはビタビデコーダーをデコーダー 516 のために使用しても
 よい。デコーダー 516 は、また各受信データパケットのステータス（例えば、パケット
 が正確にあるいはエラーで受信されたかどうかを示すこと）を提供してもよい。

【0346】

チャネル推定器 172 は受信機ユニット 154 から受信されたパイロットシンボルを得
 、受信されたパイロットシンボルに基づいて、MISOチャネル応答および受信機 150
 xにおける雑音レベルを推定し、チャネルインパルス応答推定値

【数237】

19

$$\hat{h}(n)$$

【0347】

および雑音レベル推定値

【数238】

$$\sigma^2$$

20

【0348】

を供給する。

【0349】

コントローラー 180 は、データ送信のために固有ステアリング、整合フィルタリング、
 およびレート制御に関連する種々の機能を実行する。例えば、コントローラー 180 内の
 マトリクス計算ユニット 522 は、送信機 110 用の周波数独立したステアリングベクトル 30
 $\underline{V}_{\text{steer}}$ および受信機 150 用の整合フィルタを引き出すために計算を行なう。ユニッ
 ト 522 は、またデータストリームの受信される SNR を評価してもよい。送信モードセ
 レクター 524 は、受信される SNR に基づいてデータストリーム

【数239】

$$d(n)$$

【0350】

40

のための適切な送信モードを選択する。メモリユニット 182 は、MIMOシステムおよ
 びその要求される SNR s によりサポートされる送信モードのすべてのためのルックアッ
 プテーブル (LUT) 526 を記憶してもよい。コントローラー 180 は、送信機 110
 のためのフィードバック情報として、データストリーム、TXステアリングベクトル、ア
 クノレジメント (ACKs) および/またはネガティブアクノレジメント (NAKs) 等
 のための選択された送信モードを供給する。

【0351】

4. MIMOシステム

【0112】 MIMOシステムの場合、 N_s の空間チャネルがデータ送信のために利用可
 能である。但し、 $N_s < \{N_T, N_R\}$ 。1つのデータストリームは各空間チャネル上に送信 50

(66)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

してもよい。各データストリームは、そのデータストリームのために選択された送信モードに従って独立して処理してもよい。

【0352】

図6は、MIMOシステム600において送信機610および受信機650のブロック図を示す。送信機610において、TXデータプロセッサ620は N_p のデータストリームを受信する。但し $N_r > N_p > 1$ 。TXデータプロセッサ620はその選択された送信モードに従って各データストリームをコード化し、インターリーブし、変調し、対応するデータシンボルストリームを提供する。TX空間プロセッサ630はTXデータプロセッサ620から N_p のデータシンボルストリームを受信し、広帯域の処理（もしあれば）、および、コントローラ640によって提供される1セットの N_p または N_r のTXステアリングベクトルに基づいて固有ステアリングを実行し、パイロットにおいて多重化し、送信アンテナのために送信チップストリームを提供する。TXデータプロセッサ620およびTX空間プロセッサ630による処理は、以下にさらに詳細に記載される。送信機ユニット632は N_r の送信チップストリームを受信して条件付けし、 N_r の変調された信号を得る。これらは、 N_r の送信アンテナ（図6に図示せず）からMIMOチャネルを介して受信機650に送信される。

【0353】

受信機650において、 N_r の送信された信号は、 N_r の受信アンテナ（図6に図示せず）の各々により受信され、 N_r の受信アンテナからの N_r の受信された信号は、受信機ユニット654に供給される。受信機ユニット654は、各受信された信号を条件付けし、デジタル化し、前処理し、対応する受信されたシンボルストリームを得る。受信機ユニット654はRX空間プロセッサ660に N_r の受信されたシンボルストリームを供給し、チャネル推定器672に受信されたパイロットシンボルを供給する。RX空間プロセッサ660は、 N_r の整合フィルタを用いて受信されたシンボルストリームの整合フィルタリングを実行し、 N_p のリカバーされたシンボルストリームを供給する。これらは、送信機610により送信された N_p のデータシンボルストリームの推定値である。次に、RXデータプロセッサ670はその送信モードに従って各リカバーされたシンボルストリームを処理し（例えば、復調し、デインターリーブし、デコードする）、復号されたデータストリームを得る。これは、送信機610により送信されたデータストリームの推定値である。RXデータプロセッサ670は、さらに各受信データパケットのステータスを提供してもよい。

【0354】

チャネル推定器672、マトリクス計算ユニット674、また送信モードセレクター676は、それぞれ図1のチャネル推定器172、マトリクス計算ユニット174、および送信モードセレクター176と類似の機能を実行し、送信機610のための N_p のまたは N_r のTXステアリングベクトルを、および N_p のデータストリームのための N_p の送信モードを決定する。コントローラ680は、送信機610のためにフィードバック情報を組み立てる。これは、 N_p または N_r のTXステアリングベクトルおよびNDの送信モードを含んでいてもよい。

【0355】

コントローラ640および680は、送信機610および受信機650における動作をそれぞれ指示する。メモリユニット642および682は、それぞれコントローラ640および680により使用されるプログラムコードおよびデータを提供する。図6に示すように、メモリユニット642および682は、コントローラ640の内部にあってもよいし、これらのコントローラの外部にあってもよい。

【0356】

$N_p = 1$ なら、単一のデータストリームのための符号化、インターリーブおよび変調は図2に示されるように実行してもよい。単一データストリームのための固有ステアリングは、スペクトル拡散またはOFDM変調がデータストリーム上で実行されているかどうかにかかわらず図3A、3Bまたは3Cに示すように実行してもよい。しかしながら、図

(67)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

有ステアリングは、基本モードの場合、ステアリングベクトル $\underline{v}_{m,0}$ または主経路（ステアリングベクトル $\underline{v}_{m,0}$ の代わりに）の場合ステアリングベクトル $\underline{v}_{m,p}$ を用いて実行される。受信機整合フィルタリングは、以下に記載するように実行してもよい。 $N_p > 1$ なら、データ処理（例えば、符号化、インターリービング、および変調）および固有ステアリングは、以下に記載するように実行してもよい。

【0357】

図7は、図6のTXデータプロセッサ620の一実施形態のブロック図を示す。この実施形態の場合、TXデータプロセッサ620は、 N_p のデータストリームの各々に対してエンコーダ712、チャネルインターリーバー714、およびシンボルマッピングユニット716の1セットを含む。エンコーダ、チャネルインターリーバー、およびシンボルマッピングユニットの各セットは、図2のTXデータプロセッサ120に対する上述した方法と類似の方法でそれぞれのデータストリーム

【数240】

$$d_k(n)$$

【0358】

を受信して処理し、対応するデータシンボルストリーム

20

【数241】

$$s_k(n)$$

【0359】

を得る。

【0360】

各データストリームのためのコーディング、インターリービング、および変調は、コーディング、インターリービング、およびコントローラ640により供給される変調制御に基づいて実行される。変調制御は、これらは、そのデータストリームのために選択された送信モードに基づいて発生される。

【0361】

図8Aは、TX空間プロセッサ630aのブロック図を示す。それは、図6のTX空間プロセッサ630の実施形態で、多重モード固有ステアリングに使用してもよい。この実施形態の場合、TX空間プロセッサ630aは、 N_p のデータストリーム、TXパイロットプロセッサ840、コンバイナ850およびマルチプレクサ860のためのNDの固有ステアリングユニット830a乃至830dを含む。

【0362】

40

多重モード固有ステアリングの場合、各固有ステアリングユニットは、マトリクス V_{nm} 内のそれぞれのデータシンボルストリーム

【数242】

$$s_k(n)$$

【0363】

およびそれぞれの周波数独立したステアリングベクトル

50

(68)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 4 3】

 \underline{v}_k

【0 3 6 4】

を受信する。図 3 A に対して記載したように、各固有ステアリングユニット 8 3 0 は、そのステアリングベクトルを用いてそのデータシンボルストリーム上で固有ステアリングを実行し、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信シンボルサブストリーム

10

【数 2 4 4】

 $\underline{x}_k(n)$

【0 3 6 5】

のそれぞれのセットを供給する。固有ステアリングユニット 8 3 0 a 乃至 8 3 0 d は、 N_0 のデータストリームのための送信シンボルサブストリームの N_0 のセットを供給する。コンバイナー 8 5 0 は N_T のコンバイナー 8 5 2 a を含む。 N_T の送信アンテナの各々に対して 1 つのコンバイナー 8 5 2 が割り当てられる。各コンバイナー 8 5 2 は、その送信アンテナのための固有ステアリングユニット 8 3 0 a 乃至 8 3 0 d から N_D の送信シンボルサブストリームのそれぞれのセットを受信し結合する。コンバイナー 8 5 2 a 乃至 8 5 2 t は、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信シンボルストリーム

20

【数 2 4 5】

 $\underline{x}_{sum}(n)$

30

【0 3 6 6】

を供給する。固有ステアリングユニット 8 3 0 a およびコンバイナー 8 5 0 は集合的に方程式 (2 8) に示される固有ステアリングを実行する。

【0 3 6 7】

受信機固有ステアリングの場合、TX 空間プロセッサ 6 3 0 a は、 N_R の固有ステアリングユニット 8 3 0 を含むであろう。 N_R の受信アンテナの各々に対して 1 つの割合である。各固有ステアリングユニット 8 3 0 は、マトリクス \underline{V}_{rx} 内のそれぞれの周波数独立したステアリングベクトル $\underline{v}_{rx,i}$ を受信するであろう。 $N_0 = 1$ なら、同じデータシンボルストリーム $s(n)$ がすべての N_R の固有ステアリングユニットに供給され、 N_R のステアリングベクトルを用いて向きが決められ、 N_T の送信シンボルサブストリームの N_R のセットを得る。次に、各コンバイナー 8 5 2 は、その送信アンテナのための N_R の固有ユニットから N_R の送信シンボルサブストリームのそれぞれのセットを受信して結合し、送信シンボルストリームを供給する。 $N_0 > 1$ なら、データシンボルストリームが向けられる 1 つ以上の受信アンテナのための N_R の固有ステアリングユニットの 1 つ以上に供給してもよい。次に、固有ステアリングが類似の方法で実行され、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信シンボルストリーム

40

(69)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 4 6】

$$\underline{x}_m(n)$$

【0 3 6 8】

を得る。

【0 3 6 9】

図 3 A に対して記載したように、 N_T の直交シーケンスを有したパイロットシンボルを 10
受信してカバーし、 N_T の送信アンテナのためのカバーされたパイロットシンボルの N_T の
シーケンスを供給する。マルチプレクサー 8 6 0 は N_T のマルチプレクサー 8 6 2 a 乃至
8 6 2 t を含む。 N_T の送信アンテナの各々に対して 1 つのマルチプレクサー 8 6 2 が割
り当てられる。各マルチプレクサー 8 6 2 は、関連する乗算器 8 4 2 からのカバーされた
パイロットシンボルを備えた関連するコンバイナー 8 5 2 から送信シンボルを受信し多重
化し、送信チップのそれぞれのストリームを提供する。マルチプレクサー 8 6 2 a 乃至 8
6 2 t は、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信チップストリーム

【数 2 4 7】

$$\underline{e}_{mimo}(n) = [c_1(n) \ c_2(n) \ \dots \ c_{N_T}(n)]^T$$

20

【0 3 7 0】

を供給する。

【0 3 7 1】

図 8 B は、TX 空間プロセッサ 6 3 0 b のブロック図を示す。それは、図 6 の TX 空
間プロセッサ 6 3 0 の他の実施形態である。TX 空間プロセッサ 6 3 0 b は、時間ド
メインのスペクトル拡散を行ない、ND のデータストリームのための ND の拡散器 8 1 0 a
乃至 8 1 0 d、ND の固有ステアリングユニット 8 3 0 a 乃至 8 3 0 d、TX パイロット 30
プロセッサ 8 4 0、コンバイナー 8 5 0、およびマルチプレクサー 8 6 0 を含む。各拡
散器 8 1 0 は、PN 拡散シーケンスを備えたそれぞれのデータシンボルストリーム

【数 2 4 8】

$$s_2(n)$$

【0 3 7 2】

を受信しスペクトル的に拡散し、拡散データシンボルの対応するストリームを供給する。 40
同じまたは異なる PN シーケンスは、 N_o のデータシンボルストリームのために使用して
もよい。拡散器 8 1 0 a 乃至 8 1 0 d は、 N_o のデータシンボルストリームのための N_o の
拡散データシンボルストリームを供給する。次に、固有ステアリングは、図 3 A、および
8 A に対して上述したのと類似の方法で（データシンボルストリームの代わりに） N_o の
拡散データシンボルストリームの各々上で実行され、 N_T の送信アンテナのための N_T の送
信チップストリームを得る。

【0 3 7 3】

図 8 C は、TX 空間 6 3 0 プロセッサ 6 3 0 c のブロック図を示す。それは、図 6 の
TX 空間プロセッサ 6 3 0 のさらに他の実施形態である。TX 空間プロセッサ 6 3 0
c は OFDM 変調を行ない、 N_o のデータストリームのための ND の OFDM 変調器 8 2 0 50

(70)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

a乃至820d、 N_0 の固有ステアリングユニット830a乃至830d、TXパイロットプロセッサ-840、コンバイナ-850、およびマルチプレクサ-860を含む。

【0374】

各OFDM変調器820は、図3Cに対して上述したのと類似の方法でそれぞれのデータシンボルストリーム

【数249】

$$s_k(n)$$

19

【0375】

上でOFDM変調を実行し、データチップのストリームを供給する。OFDM変調器820a乃至820dは、 N_0 のデータストリームのための N_0 のデータチップを供給する。次に、固有ステアリングは、図3Aおよび8Aに対して上述したように、(データシンボルストリームの代わりに) N_0 のデータチップストリームの各々上で実行され、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信チップストリームを得る。あるいは、固有ステアリングは、各サブバンドのためのデータシンボルサブストリーム上で周波数ドメイン内で実行してもよい。この場合、各固有ステアリングユニットは、すべてのサブバンドに対して同じステアリングベクトル

20

【数250】

$$y_k$$

【0376】

を使用する。

【0377】

30

図9Aは、RX空間プロセッサ-660aのブロック図を示す。それは、単一データストリームが送信される(すなわち、 $ND=1$)場合に使用されてもよい。 N_R の受信アンテナ652a乃至652rの各々は、送信機610からの N_T の送信された信号を受信し、受信した信号を関連する受信機ユニット654に供給する。各受信機ユニット654は、その受信した信号を条件づけし、デジタル化し、前処理し、受信したシンボルストリーム

【数251】

$$y_k(n)$$

40

【0378】

を供給する。

【0379】

RX空間プロセッサ-660aは、 N_R の受信アンテナのための N_R の整合フィルタ-910a乃至910r、コンバイナ-912、およびイコライザ-914を含む。各整合フィルタ-910は、整合フィルタ-

(71)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 5 2】

$$m_i(n) = \underline{v}_{mimo}^H \underline{h}_i^H(L-n)$$

【0 3 8 0】

を用いてその受信したシンボルストリーム

【数 2 5 3】

10

$$y_i(n)$$

【0 3 8 1】

の整合フィルタリングを実行し、フィルタされたシンボルストリームを供給する。ベクトル \underline{v}_{mimo} は、主モード固有ステアリングのためのステアリングベクトル \underline{v}_{sp} 、主経路固有ステアリングのためのステアリングベクトル \underline{v}_{sp} 、または受信機固有ステアリングのためのステアリングベクトル $\underline{v}_{rx,i}$ と等しい。受信機固有ステアリングの場合、各整合フィルタ 9 1 0 は、図 9 A に図示しない、その受信アンテナのための異なるステアリングベ 20

【数 2 5 4】

$$\underline{h}_i(n)$$

【0 3 8 2】

は N_r の送受信アンテナ i 間のチャネルインパルス応答である。コンバイナー 9 1 2 は整合フィルタ 9 1 0 a 乃至 9 1 0 r からの N_r のフィルタされたシンボルストリームを 30

【数 2 5 5】

$$\tilde{x}_{mimo}(n)$$

【0 3 8 3】

を供給する。イコライザ 9 1 4 は検出されたシンボルストリーム上で等化を行ない、リ 40

【数 2 5 6】

$$\hat{s}_{mimo}(n)$$

【0 3 8 4】

を供給する。イコライザ 9 1 4 は MMSE イコライザ、決定フィードバックイコライ 50

ザ、最大尤度シーケンス推定器または他のあるタイプのイコライザを実施してもよい

(72)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

。【0385】

図9Bは、RX空間プロセッサ660bのブロック図を示す。それはまた、単一データストリームが送信される（すなわち、 $N_o = 1$ ）場合に使用されてもよい。RX空間プロセッサ660bは、時間ドメインにおいてスペクトル逆拡散を実行し、図8BのTX空間プロセッサ630bと共に使用してもよい。

【0386】

RX空間プロセッサ660bは、 N_a の受信アンテナのための N_a の整合フィルタ910a乃至910r、コンバイナ912および逆拡散器916を含む。各整合フィルタ910は、その整合フィルタ

10

【数257】

$$m_i(n) = \mathbf{v}_{\text{mimo}}^H \mathbf{h}_i^H(L-n)$$

【0387】

を用いてそれぞれの受信シンボルストリーム

【数258】

20

$$y_i(n)$$

【0388】

の整合フィルタリングを実行し、フィルタされたシンボルストリームを供給する。コンバイナ912は N_a のフィルタされたシンボルストリームを受信して結合し、検出されたシンボルストリーム

【数259】

30

$$\hat{\mathbf{z}}_{\text{mimo}}(n)$$

【0389】

を供給する。次に、逆拡散器916は、送信機610によって使用されるPNシーケンで、検出されたシンボルストリームを逆拡散し、リカバーされたシンボルストリーム

【数260】

40

$$\hat{\mathbf{z}}_{\text{mimo}}(n)$$

【0390】

を供給する。

【0391】

図9Cは、RX空間プロセッサ660cのブロック図を示す。これは、また単一データストリームが送信される（すなわち、 $N_o = 1$ ）場合に使用されてもよい。RX空間プロセッサ660cはOFDM復調を行ない、図8CにおけるTX空間プロセッサ630cと共に使用してもよい。

50

(73)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【0392】

RX空間プロセッサ660cは、 N_R の受信アンテナのための N_R のアンテナ整合フィルタ920a乃至920rと、 N_F のサブバンドのためのコンバイナ932a乃至932fと、マルチプレクサ934を含む。各アンテナ整合フィルタ920は1つの受信アンテナのために整合フィルタリングを実行し、OFDM変調器922と、 N_F サブバンドのための N_F 整合フィルタ930a乃至930fを含む。

【0393】

各アンテナ照合フィルタ920内では、OFDM復調器922は、関連する受信アンテナのための受信されるシンボルストリーム

【数261】

19

$$y_i(n)$$

【0394】

に対してOFDM変調を実行し、 N_F のサブバンドのための N_F の受信されたシンボルサブストリーム

【数262】

20

$$y_i(k), \text{ 但し } k=1, 2, \dots, N_F$$

【0395】

を整合フィルタ930a乃至930fに供給する。各整合フィルタ930は、その整合フィルタ

【数263】

30

$$m_i(k) = \underline{v}_{\text{min}}^H \underline{h}_i^H(k)$$

【0396】

を用いて受信されたシンボルサブストリーム $y_i(k)$ の整合フィルタリングを実行し、フィルタされたシンボルサブストリームを供給する。ベクトル $\underline{h}_i(k)$ はサブバンド k のための受信アンテナ i のためのチャネル周波数応答である。各アンテナ整合フィルタ920のための整合フィルタ930a乃至930fは、 N_F サブバンドのための N_F のフィルタされたシンボルサブストリームを N_F のコンバイナ932a乃至932fに供給する。 40

【0397】

各コンバイナ932はそのサブバンドに対して N_R の整合フィルタ920a乃至920rからの N_R のフィルタされたシンボルサブストリームを受信して結合し、サブバンドのための検出されたシンボルサブストリームを供給する。マルチプレクサ934は、 N_F のサブバンドのためのコンバイナ932a乃至932fから N_F の検出されたシンボルサブストリームを受信して多重化し、リカバーされたシンボルストリーム

(74)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 6 4】

$$\hat{s}_{\text{noise}}(n)$$

【0 3 9 8】

を供給する。

【0 3 9 9】

図 9 D は、R X 空間プロセッサ 6 6 0 d のブロック図を示す。それは $N_b > 1$ の場合 10 に多重モード固有ステアリングに使用してもよい。R X 空間プロセッサ 6 6 0 d は、図 8 A の T X 空間プロセッサ 6 3 0 a または図 8 B の T X 空間プロセッサ 6 3 0 b と一緒に使用してもよい。

【0 4 0 0】

R X 空間プロセッサ 6 6 0 d は N_R の受信アンテナのための N_R の整合フィルタ 9 4 0 a 乃至 9 4 0 r、 N_b のデータストリームのための N_b のコンバイナ 9 4 2 a 乃至 9 4 2 d、および N_b のデータストリームのための N_b の逆拡散器 9 5 6 a 乃至 9 4 6 d を含む。各整合フィルタ 9 4 0 は、関連する受信アンテナのための整合フィルタ

【数 2 6 5】

20

$$\underline{w}_i(k) = \underline{V}_{nm}^H \underline{f}_i^H(L-n)$$

【0 4 0 1】

を用いてそれぞれの受信シンボルストリーム

【数 2 6 6】

$$g_i(n)$$

30

【0 4 0 2】

のための整合フィルタリングを実行し、 N_b のデータシンボルストリームのための N_b のフィルタされたシンボルサブストリームを供給する。マトリクス \underline{V}_{nm} は、 N_b のデータシンボルストリームのための N_b のステアリングベクトル

【数 2 6 7】

$$\underline{v}_\lambda, \text{ 但し } \lambda=1, 2, \dots, N_b$$

40

【0 4 0 3】

を含む。従って、各整合フィルタ 9 4 0 は、 N_b の整合フィルタ

(75)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 6 8】

$$m_{i,\lambda}(n) = \mathbf{y}_\lambda^H \mathbf{h}_i^H (L-n) \text{ 但し } \lambda=1, 2, \dots, N_D$$

【0 4 0 4】

を用いて受信したシンボルストリーム

【数 2 6 9】

19

$$y_i(n)$$

【0 4 0 5】

の整合フィルタリングを実行し、但し、

【数 2 7 0】

$$\mathbf{y}_\lambda$$

20

【0 4 0 6】

は、 \mathbf{Y}_{λ_0} の λ 番目の列であり、関連する受信アンテナのための N_0 のフィルターされたシンボルサブストリームを得る。

【0 4 0 7】

各コンバイナー 9 4 2 は 1 つのデータシンボルストリームのための整合フィルター 9 4 0 a 乃至 9 4 0 r から NR のフィルターされたシンボルサブストリームを受信して結合し、データストリームのための検出されたシンボルストリーム

【数 2 7 1】

30

$$\tilde{\mathbf{z}}_\lambda(n)$$

【0 4 0 8】

を供給する。整合フィルター 9 4 0 a 乃至 9 4 0 r およびコンバイナー 9 4 2 a 乃至 9 4 2 d は集合的に方程式 (2 9) に示される整合フィルタリングを実行し、 N_0 のデータシンボルストリームのための N_0 の検出されたシンボルストリーム

【数 2 7 2】

40

$$\mathbf{z}(n)$$

【0 4 0 9】

を供給する。

【0 4 1 0】

複数のデータシンボルストリームが送信される場合、受信機 6 5 0 においてこれらのデータシンボルストリーム間にクロストークがある可能性が高い。時空間イコライザー 9 4 50

(76)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

4 は、コンパイナ－9 4 2 a乃至9 4 2 dからの N_0 の検出されたシンボルストリームに対して等化を実行し N_0 の等化されたシンボルストリームを供給する。時空間イコライザ－9 4 4 は、MMSEリニアイコライザ－、決定フィードバックイコライザ－、最大尤度シーケンス推定器、またはクロストーク、シンボル間干渉、および雑音が存在する場合にクロストークを緩和するおよび／または受信されたSNRを最大化するために複数のストリームに対して一緒に動作することができる他のあるタイプのイコライザ－を実施してもよい。時空間イコライザ－9 4 4 はまた連続する等化および干渉相殺処理技術を実施してもよい。時空間イコライザ－9 4 4 はまた省略してもよい。

【0 4 1 1】

図8 Aに示されるように、拡散が送信機6 1 0で行なわれない場合、時空間イコライザ－9 4 4からのNDの等化されたシンボルストリームは、 N_0 のリカバーされたシンボルストリーム

【数2 7 3】

$$\hat{\underline{x}}(n)$$

【0 4 1 2】

として供給される。図8 Bに示すように、データシンボルストリーム毎に送信機6 1 0において拡散が実行されるなら、各拡散器9 4 6は、PNシーケンスを有したそれぞれの等化されたシンボルストリームを受信して逆拡散し、対応するリカバーされたシンボルストリームを供給する。次に、逆拡散器9 4 6 a乃至9 4 6 dは、 N_0 のリカバーされたシンボルストリーム

【数2 7 4】

$$\hat{\underline{x}}(n)$$

30

【0 4 1 3】

を供給するであろう。

【0 4 1 4】

図9 Eは、 $N_0 > 1$ の場合に受信機固有ステアリングに使用してもよいRX空間プロセッサ－6 6 0 eのブロック図を示す。RX空間プロセッサ－6 6 0 eは N_R の受信アンテナのためのNRの整合フィルタ－9 5 0 a、コンパイナ－9 5 2、時空間イコライザ－9 5 4、および N_0 のデータシンボルストリームのための N_0 の逆拡散器9 5 6 a乃至9 5 6 dを含む。各整合フィルタ－9 5 0は、関連する受信アンテナのための整合フィルタ－

【数2 7 5】

$$\underline{w}_{m,r}(k) = \underline{v}_{m,r}^H \underline{h}_r^H(L-n)$$

【0 4 1 5】

を用いてそれぞれの受信したシンボルストリーム

(77)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【数 2 7 6】

$$y_i(n)$$

【0 4 1 6】

の整合フィルタリングを実行し、フィルターされたシンボルストリームを供給する。

【0 4 1 7】

コンバイナー 9 5 2 は、整合フィルター 9 5 0 a 乃至 9 5 0 r から N_R のフィルターされ 10
たシンボルストリームを受信し、各データシンボルストリームに使用されるすべての受信
アンテナのためのフィルターされたシンボルストリームを結合し、そのデータシンボルス
トリームのための検出されたシンボルストリーム

【数 2 7 7】

$$\tilde{y}_i(n)$$

【0 4 1 8】

を供給する。結合は、送信器で実行された固有ステアリング（すなわち、各データシンボ
ルストリームが向けられている特定の受信アンテナ）に依存する。コンバイナー 9 5 2 は
 N_0 のデータシンボルストリームのための N_0 の検出されたシンボルストリーム

【数 2 7 8】

$$\tilde{z}(n)$$

【0 4 1 9】

を供給する。時空間イコライザー 9 5 4 と逆拡散器 9 5 6 a 乃至 9 5 6 d は、図 9 D に対
して上述した N_0 の検出されたシンボルストリーム上で動作し、 N_0 のリカバーされたシン
ボルストリーム

【数 2 7 9】

$$\hat{z}(n)$$

【0 4 2 0】

を供給する。

【0 4 2 1】

図 9 F は、 $N_0 > 1$ の場合に、多重モード固有ステアリングに使用してもよい、RX 空
間プロセッサ 6 6 0 f のブロック図を示す。RX 空間プロセッサ 6 6 0 f は OFDM
復調を行ない、図 8 C の TX 空間プロセッサと一緒に使用してもよい。

【0 4 2 2】

RX 空間プロセッサ 6 6 0 f は N_R の受信アンテナのための N_R のアンテナ整合フィル
ター 9 7 0 a 乃至 9 7 0 r、 N_F のサブバンドのための N_F のコンバイナー 9 8 2 a 乃至 9
8 2 i、 N_F サブバンドのための N_F 時空間イコライザー 9 8 4 a 乃至 9 8 4 f およびマル
チプレクサー 9 8 6 を含む。各アンテナ整合フィルター 9 7 0 は、1 つの受信アンテナの 50

(78)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

ための整合フィルタリングを実行し、OFDM復調器と N_r のサブバンドのための N_r の整合フィルタ—980 a乃至980 fを含む。

【0423】

各アンテナ整合フィルタ—970内では、OFDM復調器972は、関連するアンテナのための受信されたシンボルストリーム

【数280】

$$y_i(n)$$

19

【0424】

に対してOFDM復調を実行し、 N_r のサブバンドのための N_r の受信されたシンボルサブストリーム

【数281】

$$y_i(k), \text{但し } k=1, 2, \dots, N_r$$

20

【0425】

を N_r の整合フィルタ—980 a乃至980 fに供給する。各整合フィルタ—980は、その整合フィルタ—

【数282】

$$\underline{m}_i(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \underline{h}_i^H(k)$$

39

【0426】

を用いてその受信したシンボルストリーム

【数283】

$$y_i(k)$$

【0427】

の整合フィルタリングを実行し、そのサブバンドのための N_0 のデータシンボルのための 40
 N_0 のフィルタ—されたシンボルサブストリームを供給する。各アンテナ整合フィルタ—
 のための整合フィルタ—980 fは、 N_r のサブバンドのための N_0 のフィルタ—されたシン
 ボルサブストリームの N_r のセットを N_r のコンバイナ—982 a乃至982 fに供給す
 る。

【0428】

各コンバイナ—982は、そのサブバンドのための N_r のアンテナ整合フィルタ—97
 0 a乃至970 rからの N_0 のフィルタ—されたシンボルサブストリームの N_r のセットを
 受信して結合し、そのサブバンドのための検出されたシンボルサブストリームを供給する
 。図9Fに図示しないけれども、各コンバイナ—982は、 N_0 の加算器を含む。各デー
 タシンボルストリームに対して1つの加算器の割合である。各加算器は、そのサブバンド 50

(79)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

のためのアンテナ整合フィルタ970 a乃至970 rから N_R のフィルタされたシンボルサブストリームを受信して加算し、そのサブバンドのための検出されたシンボルサブストリームを得る。

【0429】

各空間イコライザ984は、そのサブバンドのための関連するコンバイナ982からの検出されたシンボルサブストリームに対して等化を実行し、サブバンドのための N_D の等化されたシンボルストリームを供給する。空間イコライザ984はMMSEリニアイコライザ、またはクロストークを緩和するためにおよび／または受信されたSNRを最大化するために複数のシンボルストリームに対して一緒に動作する他のあるイコライザを実施してもよい。空間イコライザ984はまた連続の等化および干渉キャンセル処理技術を実施してもよい。

【0430】

マルチプレクサ986は、 N_F のサブバンドのためのコンバイナ984 a乃至984 fから N_D の等化されたシンボルサブストリームの N_F のセットを受信する。次に、マルチプレクサ986は、各データシンボルストリームのためのコンバイナ984 a乃至984 fからの N_F の等化されたシンボルサブストリームを多重化し、そのデータシンボルのためのリカバーされたシンボルストリーム

【数284】

$$\hat{s}_\lambda(n)$$

20

【0431】
を供給する。

【0432】

図10は、図6の受信機650の一実施形態である受信機650 xのブロック図を示す。

【0433】

RX空間プロセッサ660は N_R の受信されたシンボルサブストリーム

30

【数285】

$$y_i(n), \text{ 但し } i=1, 2, \dots, N_R$$

【0434】
に対して整合フィルタリングおよび事後処理を実行し、 N_D のリカバーされたシンボルストリーム

【数286】

40

$$\hat{s}_\lambda(n), \text{ 但し } \lambda=1, 2, \dots, N_D$$

【0435】
をRXデータプロセッサ670に供給する。RXデータプロセッサ670は、 N_D のリカバーされたシンボルストリームの各々のためのシンボルデマッピングユニット101

50

(80)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

2、デインターリーパー1014およびデコーダー1016の1セットを含む。シンボルデマッピングユニット、デインターリーパー、およびデコーダーの各セットは、図5に対して上述したように、それぞれのリカバーされたシンボルストリームを処理する。

【0436】

RXデータプロセッサ670は、 N_0 のデコードされたデータストリーム

【数287】

$$\hat{d}_\lambda(n), \text{ 但し } \lambda=1, 2, \dots, N_D$$

19

【0437】

を供給する。

【0438】

チャネル推定器672は、各受信機ユニット654a乃至654rからの受信されたパイロットシンボルに基づいて、チャネル応答および受信機雑音レベルを推定し、チャネルインパルス応答推定値

【数288】

$$\hat{h}(n)$$

20

【0439】

および雑音レベル推定値

【数289】

$$\hat{\sigma}^2$$

30

【0440】

をコントローラー680に供給する。コントローラー680は、データ送信のために、固有ステアリング、整合フィルタリングおよびレート制御に関連する種々の機能を実行する。例えば、マトリクス計算ユニット1022は、(1)主モード固有ステアリングのためのステアリングベクトル \underline{v}_{pm} 、(2)主経路固有ステアリングのためのステアリングベクトル \underline{v}_{mp} 、(3)多重モード固有ステアリングのための N_0 のステアリングベクトル

【数290】

$$\underline{y}_\lambda, \text{ 但し } \lambda=1, 2, \dots, N_D$$

40

【0441】

または(4)受信機固有ステアリングのためのNRのステアリングベクトル $\underline{y}_{rx,i}$ 、但し $i=1, 2, \dots, N_R$ を導き出すための計算を実行してもよい。また、計算ユニット1022は、受信機650のための N_R の整合フィルタを導き出してもよく、さらに N_0 のデータストリームの受信されたSNRを推定してもよい。送信モードセレクター1024は、その受信されるSNRに基づいて各データストリームに適切な送信モードを選択する。メモリユニット682は、サポートされる送信モードおよびそれらの要求されるSNR s

50

(81)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

のすべてのためのルックアップテーブル1026を記憶してもよい。コントローラ680は送信器610のためのフィードバック情報として N_0 のTXステアリングベクトル、 N_0 のデータストリームのためのNDの選択された送信モード、ACKsおよび／またはNACKs等を提供する。

【0442】

上述した実施形態の場合、受信機は、MISOまたはMIMOチャネルのチャネル応答を推定し、送信機のためのステアリングベクトル（複数の場合もある）および受信機のための整合フィルタ（複数の場合もある）を導き出し、フィードバック情報としてステアリングベクトル（複数の場合もある）を返送する。他の実施形態の場合、送信機がチャネル応答を推定し、ステアリングベクトル（複数の場合もある）を導き出すことは可能かもしれない。例えば、共有周波数帯を備えた時分割多重（TDD）システムにおいて、ダウンリンクおよびアップリンクチャネル応答は互いに相互関係を表すと仮定してもよい。すなわち、 $\underline{H}(k)$ がサブバンドkのための、アンテナアレイAからアンテナアレイBまでのチャネル周波数応答マトリクスを表わすなら、相互チャネルはアレイBからアレイAへのカップリングは、 $\underline{H}^T(k)$ により与えられることを意味する。TDDシステムの場合、相互チャネル特性は、他のリンク上に受信機により送信されたパイロットに基づいて受信機により観察されるリンクを送信機が推定することを可能にするように利用することができる。一般に、チャネル推定およびステアリングベクトルの計算はシステムデザインに依存して、受信機または送信機によって行ってもよい。

【0443】

図11は、MIMOシステムにおいて、主モード固有ステアリング、マルチモード固有ステアリング、および主経路固有ステアリングを実行するためのプロセス1100の一実施形態のフロー図を示す。最初に、（ブロック1112において）MIMOシステム内のMIMOチャネルのチャネル応答のために複数のチャネル応答マトリクスが得られる。これらのチャネル応答マトリクスは、（1） $L+1$ 時間遅延に対する $L+1$ チャネルインパルス応答マトリクス（すなわち、

【数291】

$$\underline{h}(n) \text{ 但し } n=0, 1, \dots, L$$

【0444】

）または（2） N_F のサブバンドのための N_F のチャネル周波数応答（すなわち、 $\underline{H}(k)$ 、但し $k=1, 2, \dots, N_F$ ）であつてもよい。

【0445】

（ブロック1114においてチャネル応答マトリクスに基づいて単一の相関マトリクスは、MIMOチャネルのために計算される。主モード固有ステアリングおよびマルチモード固有ステアリングの場合、単一相関マトリクスは、（1）複数のチャネル応答マトリクスの各々の相関マトリクスを計算することにより、（2）および方程式（18）に示すように、チャネル応答マトリクスのための相関マトリクスを加算して単一の相関マトリクスを得ることにより得てもよい。主経路固有ステアリングの場合、単一の相関マトリクスは、方程式（33）および（34）および関連する記載に示すように、（1）チャネルインパルス応答マトリクスの各々のエネルギーを決定することにより、（2）最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスを識別することにより、（3）最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスを計算することにより、および（4）最も高いエネルギーを有するチャネルインパルス応答マトリクスの相関マトリクスとしてMIMOチャネルのための単一の相関マトリクスを定義することにより得てもよい。

【0446】

(82)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

次に、(ブロック 1116において) 単一の相関マトリクスは(例えば、固有値分解を用いて) 分解され、MIMOチャネルの N_0 の空間チャネルのための N_0 のステアリングベクトルを得る。但し、 $N_s > N_0 > 1$ であり、 N_s は、単一相関マトリクスの固有モードの数である。主モード固有ステアリングおよび主経路固有ステアリングの場合、 $N_0 = 1$ であり、唯一つのステアリングベクトルが得られる。多重モード固有ステアリングの場合、 $N_0 > 1$ であり、複数のベクトルが得られる。

【0447】

ブロック 1112、1114および1116で示された動作は、図6の受信機650により実行してもよい。ブロック 1112、1114および1116で示された動作も、ダウンリンクとアップリンクが同じ周波数帯を共有する時分割多重(TDD)システムのための送信機610により実行してもよい。いずれの場合も、 N_0 のステアリングベクトルは、送信機による固有ステアリングおよび受信機による整合フィルタリングに使用してもよい。

【0448】

(ブロック 1122において) 送信機において、各ステアリングベクトルは、周波数独立した固有ステアリングまたはステアリングベクトルに関連する空間チャネル上に送信されたデータストリームの空間処理のために使用されてもよい。(ブロック 1124において) 送信機は、 N_0 のステアリングベクトルを有する N_0 のデータシンボルストリーム上で固有ステアリングを実行し、 N_T の送信シンボルストリームを発生し、これは(ブロック 1126において) さらに処理され N_T の送信アンテナから送信される。

【0449】

受信機において、 N_R の受信アンテナのための N_R の受信されたシンボルストリームの整合フィルタリングは、時間ドメインまたは周波数ドメインで実行してもよい。(ブロック 1132において) 整合フィルタは、 N_0 のステアリングベクトルおよびその受信アンテナの複数のチャネル応答ベクトルに基づいて、各受信アンテナのために得てもよい。各受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルはチャネル応答マトリクスから得てもよい。

(ブロック 1134において) 各受信アンテナの受信されるシンボルストリームは、その受信アンテナのための整合フィルタを用いてフィルタされ、 N_0 のフィルタされたシンボルサブストリームを得る。送信機により使用される各ステアリングベクトルに対して1つのサブストリームの割合である。次に、(ブロック 1136において) N_R の受信アンテナのためのすべての N_R の整合フィルタからのフィルタされたシンボルサブストリームは結合され、送信機により送信された N_0 のデータストリームのための N_0 の検出されたシンボルストリームを得る。(ブロック 1138において) 等化が N_0 の検出されたシンボルストリーム上で実行され N_0 のリカバーされたシンボルストリームを得る。 $N_0 > 1$ なら、(例えば、MMSE-LE、DFE、またはMLSEを用いた) 時空間等化は、複数の検出されたシンボルストリーム上で実行し、複数のリカバーされたシンボルストリームを得てもよい。

【0450】

図12は、 N_T の送信アンテナおよび N_R の受信アンテナを備えたMISOまたはMIMOシステムにおいて受信機固有ステアリングを実行するためのプロセス1200の一実施形態のフロー図を示す。但し、この場合 $N_T > 1$ および $N_R > 1$ である。最初に、(ブロック 1212において) チャネル応答ベクトルの N_R のセットは、 N_R の受信アンテナのために得られる。各受信アンテナに対して1つのセットの割合である。チャネル応答ベクトルの各セットは、 N_T の送信アンテナと1つの受信アンテナとの間のチャネル周波数応答またはチャネルインパルス応答間を示す。

【0451】

(ブロック 1214において) 単一の相関マトリクスは、その受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルのセットに基づいて各受信アンテナのために計算される。これは(1) 受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルの各々の相関マトリクスを計算することにより、および(2) 受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルのための相関マトリクス

(83)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

を加算して受信アンテナの単一の相関マトリクスを得ることにより達成してもよい。次に、(ブロック1216において)各受信アンテナのための単一の相関マトリクスは、(例えば、固有値分解を用いて)分解され受信アンテナのためのステアリングベクトルを得る。ブロック1212、1214および1216で示された動作は、図1受信機150あるいは図6の受信機650によって行なってもよい。ブロック1212、1214および1216で示された動作も、図1の送信器110あるいはTDD方式のための図6の送信器610によって行なってもよい。いずれの場合も、 N_r のステアリングベクトルは N_r の受信アンテナのために得られ、送信器による空間処理および受信機による整合フィルタリングのために使用してもよい。

【0452】

10

(ブロック1222において)送信器では、 N_r のステアリングベクトルは周波数独立した固有ステアリングまたは N_0 のデータストリームの空間処理に使用してもよい。但し、 $N_r > N_0 > 1$ であり、 $N_r > N_0$ である。(ブロック1224および1226において)唯一つの受信アンテナ($N_r=1$)を有するMIMOシステムの場合、1つのデータストリームは、1つの受信アンテナのために得られる1つのステアリングベクトルを用いて送信される。複数の受信アンテナ($N_r > 1$)を有するMIMOシステムの場合、1つまたは複数のデータストリームは、 N_r の受信アンテナのために得られた N_r のステアリングベクトルを用いて送信してもよい。各データストリームは1つまたは複数の受信アンテナに向けられていてもよい。

【0453】

20

受信機において、 N_r の受信アンテナのための N_r の受信シンボルストリームの整合フィルタリングは、時間ドメインまたは周波数ドメインで実行してもよい。(ブロック1232において)整合フィルターは、ステアリングベクトルおよびその受信アンテナのためのチャネル応答ベクトルのセットに基づいて各受信アンテナのために得られる。(ブロック1234において)各受信アンテナのための受信されたシンボルストリームは、その受信アンテナのための整合フィルターを用いてフィルターされ、その受信アンテナのためのフィルターされたシンボルストリームを得る。(ブロック1236において) N_r の受信アンテナのための N_r の整合フィルターからの N_r のフィルターされたシンボルストリームは、次に結合され送信機により送信される N_0 のデータストリームのための検出されたシンボルストリームを得る。(ブロック1238において)等化は、 N_0 の検出されたシンボルストリーム上で実行し、送信機により送信された N_0 のデータストリームのための N_0 のリカバーされたシンボルストリームを得てもよい。

30

【0454】

5. レート選択

MISOシステム100およびMIMOシステム600の両方については、受信機は、個々の空間のチャネルの受信されるSNRを推定してもよい。上述したように、SNR計算は、データ送信に使用される、固有ステアリングスキームに依存してもよい。次に、受信機は、空間チャネルのための受信されたSNR、 $\gamma_{rx}(\lambda)$ 、およびSNRオフセット、 $\gamma_{os}(\lambda)$ (例えば、 $\gamma_{op}(\lambda) = \gamma_{rx}(\lambda) + \gamma_{os}(\lambda)$ 、但し単位はdB)に基づいて、各空間チャネルのための動作SNR、 $\gamma_{op}(\lambda)$ を計算してもよい。SNRオフセットは推定誤差、チャネルの変動性および他の要因に対処するために使用されてもよい。受信機は、その空間チャネル用の動作SNRに基づいて各空間チャネルに適切な送信モードを選択してもよい。

40

【0455】

システムは、送信モードの1セットをサポートするように設計してもよい。サポートされた送信モードの1つは、ヌルレート(すなわち、ゼロのデータレート)のためであってもよい。残りの送信モードの各々は、特定のノンゼロデータレート、特定のコーディングスキームまたはコードレート、特定の変調スキーム、および非フェージングAWGNチャネルのための性能の所望のレベル(例えば、1%パケットエラーレート(PER))を達成するために必要な特定の最小SNRに関連する。ノンゼロデータレートを有するサポー

50

トされる送信モード毎に、要求されるSNRは、特定のシステム設計（すなわち、その送信モードのためのシステムにより使用される特定のコードレート、インターリーピングスキーム、変調スキーム、等）に基づいて、およびAWGNチャネルのために得られる。技術的に知られているように、要求されるSNRは、コンピューターシミュレーション、経験に基づく測定等により得てもよい。サポートされる送信モードおよびその要求されるSNRsのセットは、ルックアップテーブルに記憶してもよい。

【0456】

空間チャネル毎の動作SNR、 $\gamma_{op}(\lambda)$ は、ルックアップテーブルに供給してもよい。ルックアップテーブルは、次にその空間チャネルのための送信モード $q(\lambda)$ を供給する。この送信モード $q(\lambda)$ は、最も高いデータレートおよび動作SNR以下（すなわち、 $\gamma_{req}(\lambda) < \gamma_{op}(\lambda)$ ）である要求されるSNRを有するサポートされた送信モードである。従って、受信機は、その空間チャネルのための動作SNRに基づいて各空間チャネルのための最も可能性のあるデータレートを選択する。

【0457】

明確にするために、種々の固有ステアリングスキームの特定の実施形態を上記した。これらの固有ステアリングスキームの他の変形を考案してもよく、この発明の範囲内である。例えば、MIMOチャネルのための単一相関マトリクスを主モードおよびマルチモード固有ステアリングスキームに対して上記した方法以外の方法で計算してもよい。他の例として、複数のデータシンボルストリームは、主経路の複数の空間チャネル上に送信してもよい。さらに他の例として、NDのデータシンボルストリームは、空間チャネルのエネルギーに基づいてNDの最良の空間チャネル上に送信してもよい。他の固有ステアリングスキームもここに提供されるか教示に基づいて考案してもよく、これはこの発明の範囲内である。

【0458】

ここに記述された固有ステアリング技術は、種々の手段により実施してもよい。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェアあるいはそれらの組合せで実施してもよい。ハードウェアで実施する場合、固有ステアリングのための送信機における処理および他の適切な機能は、1つ以上の特定用途向け集積回路（ASICs）、デジタルシグナルプロセッサ（DSPs）、デジタルシグナル処理装置（DSPDs）、プログラマブルロジックデバイス（PLDs）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGAs）、プロセッサ、コントローラー、マイクロコントローラー、マイクロプロセッサ、ここに記載した機能を実行するように設計された他の電子装置、またはそれらの組み合わせ内で実施してもよい。整合フィルタリングのために受信機における処理および他の適切な機能も1つ以上のASICs、DSPs等内で実施してもよい。ソフトウェアで実施する場合、固有ステアリング技術は、ここに記載した機能を実行するモジュール（例えば、手続、機能等）を用いて実施してもよい。ソフトウェアコードは、メモリユニット（例えば、図1のメモリユニット142および182または図6のメモリユニット642および682）に記憶し、プロセッサ（例えば、図1のコントローラー140および180または図6のコントローラー640および680）により実行してもよい。メモリユニットプロセッサ内部に実施してもよいし、プロセッサ外部に実施してもよい。プロセッサ外部に実施する場合、メモリユニットは技術的に知られた種々の手段を介してプロセッサに通信可能に接続することができる。見出しは、参照のためにおよびあるセクションの位置をつきとめるのを助けるためにここに含まれる。これらの見出しは、記載された概念の範囲を制限することを意図したものではなく、これらの概念は、明細書全体にわたり他のセクションに適用可能性を有していてもよい。開示された実施形態の上述の記載は、当業者がこの発明を製作または使用することを可能にするために提供される。これらの実施形態に対する種々の変形は、当業者には容易に明白であり、ここに定義される包括的原理は、この発明の精神または範囲から逸脱することなく他の実施形態に適用してもよい。したがって、本発明は、ここに示された実施形態に制限されることを意図したものではなく、ここに開示された原理および新規な特徴に一致する最も広い範囲が許容されるべきであ

(85)

JP 2007-593767 A 2007.2.22

る。

【図面の簡単な説明】

【0459】

【図1】図1はMISOシステムにおける送信機と受信機を示す。

【図2】図2はMISOシステムにおける送信(TX)データプロセッサを示す。

【図3A】図3Aは、MISOシステムにおけるTX空間プロセッサの第1の実施形態を示す。

【図3B】図3Bは、MISOシステムにおけるTX空間プロセッサの第2の実施形態を示す。

【図3C】図3Cは、MISOシステムにおけるTX空間プロセッサの第3の実施形態を示す。 19

【図4A】図4Aは、MISOシステムにおける受信(RX)空間のプロセッサの第1の実施形態を示す。

【図4B】図4Bは、MISOシステムにおける受信(RX)空間のプロセッサの第2の実施形態を示す。

【図4C】図4Cは、MISOシステムにおける受信(RX)空間のプロセッサの第3の実施形態を示す。

【図5】図5は、MISOシステムにおける受信機のブロック図を示す。

【図6】図6はMIMOシステムにおける送信機と受信機を示す。

【図7】図7はMIMOシステムにおけるTXデータプロセッサを示す。 20

【図8A】図8Aは、MIMOシステムにおけるTX空間プロセッサの第1の実施形態を示す。

【図8B】図8Bは、MIMOシステムにおけるTX空間プロセッサの第2の実施形態を示す。

【図8C】図8Cは、MIMOシステムにおけるTX空間プロセッサの第3の実施形態を示す。

【図9A】図9Aは、MIMOシステムにおけるRX空間プロセッサの第1の実施形態を示す。

【図9B】図9Bは、MIMOシステムにおけるRX空間プロセッサの第2の実施形態を示す。 30

【図9C】図9Cは、MIMOシステムにおけるRX空間プロセッサの第3の実施形態を示す。

【図9D】図9Dは、MIMOシステムにおけるRX空間プロセッサの第4の実施形態を示す。

【図9E】図9Eは、MIMOシステムにおけるRX空間プロセッサの第5の実施形態を示す。

【図9F】図9Fは、MIMOシステムにおけるRX空間プロセッサの第6の実施形態を示す。

【図10】図10は、MIMOシステムにおける受信機のブロック図を示す。

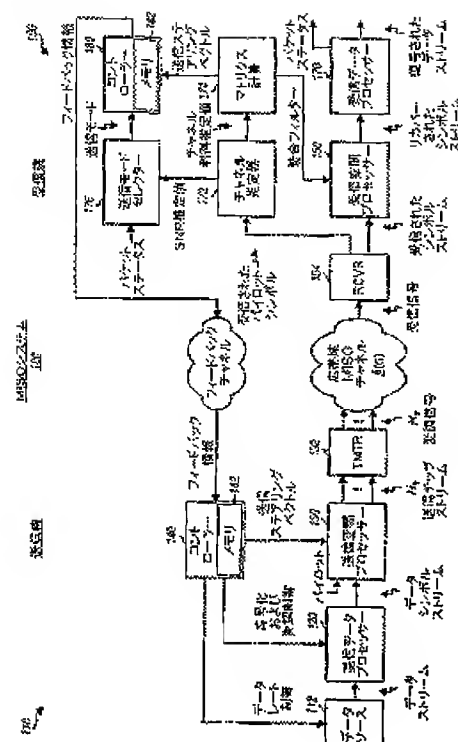
【図11】図11は、MIMOシステムにおいて基本モード固有ステアリング、マルチモード固有ステアリング、および主経路固有ステアリングを実行するためのプロセスを示す。 40

【図12】図12は、MISOまたはMIMOシステムにおいて、受信機固有ステアリングを実行するためのプロセスを示す。

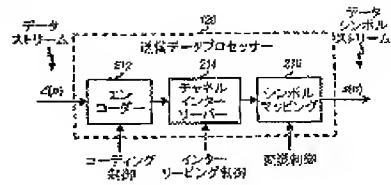
(86)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

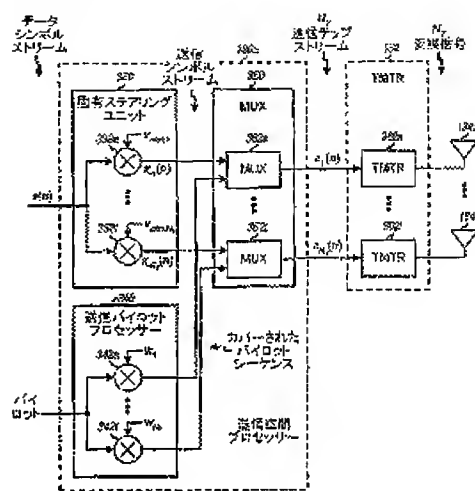
【図 1】



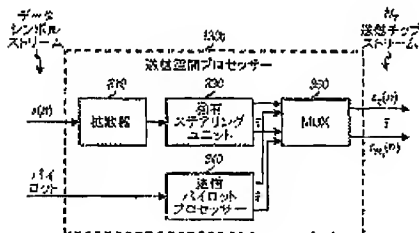
【図 2】



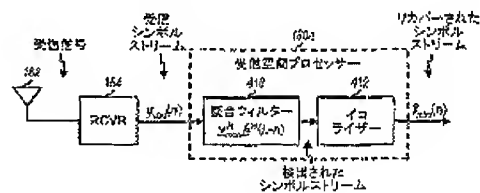
【図 3 A】



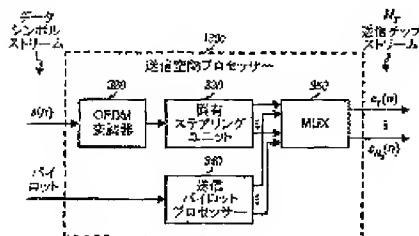
【図 3 B】



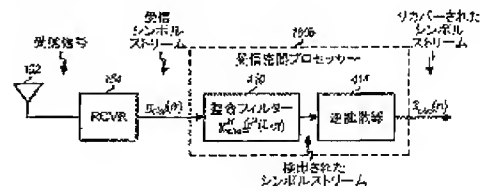
【図 4 A】



【図 3 C】



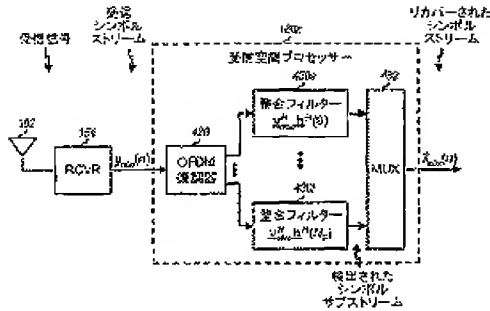
【図 4 B】



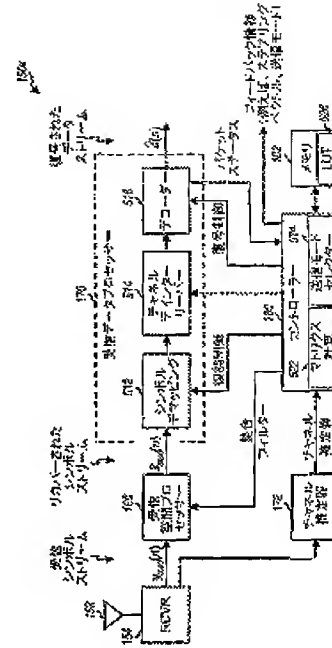
(87)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

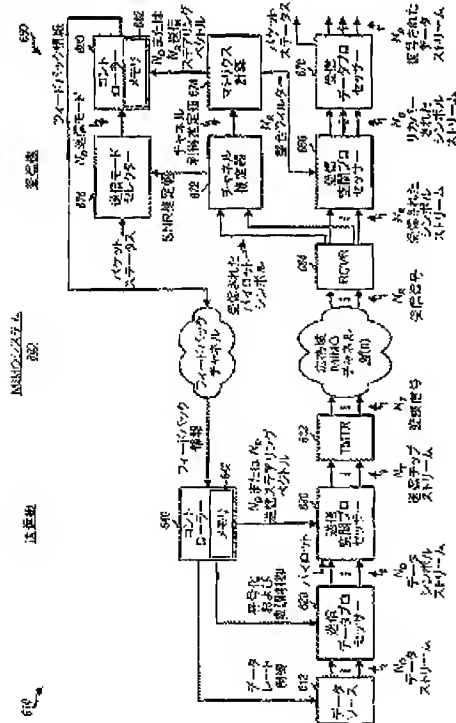
【図 4 C】



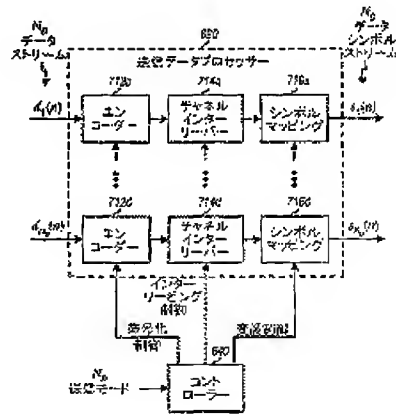
【図 5】



【図 6】



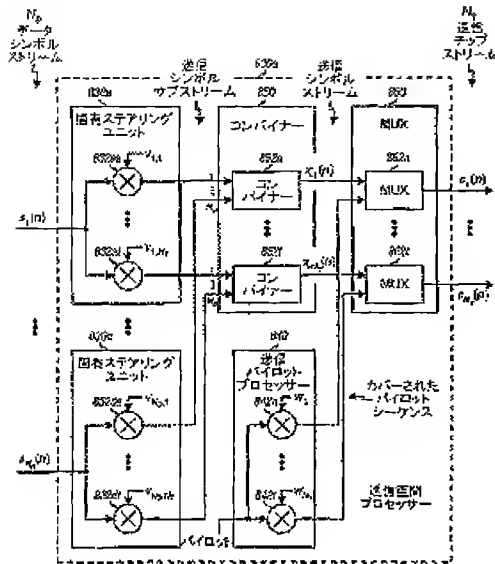
【図 7】



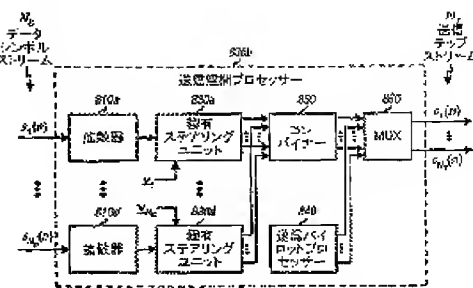
(88)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

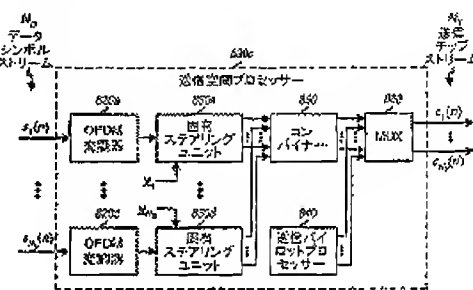
【図 8 A】



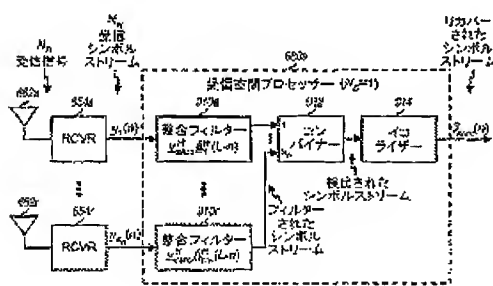
【図 8 B】



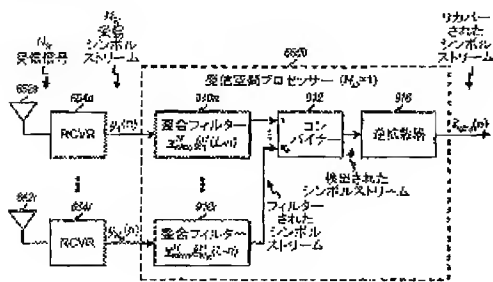
【図 8 C】



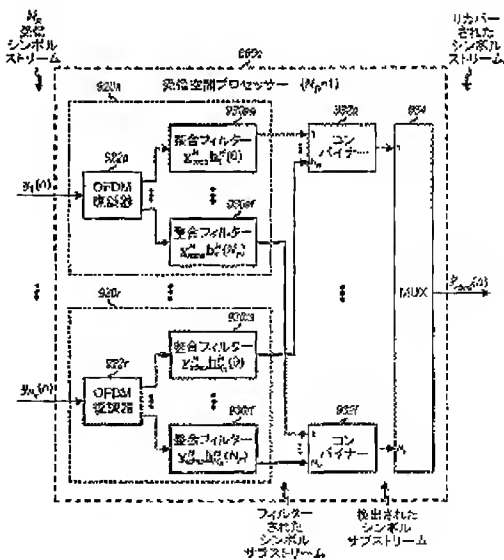
【図 9 A】



【図 9 B】



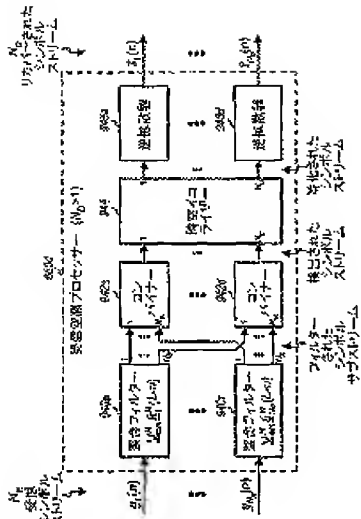
【図 9 C】



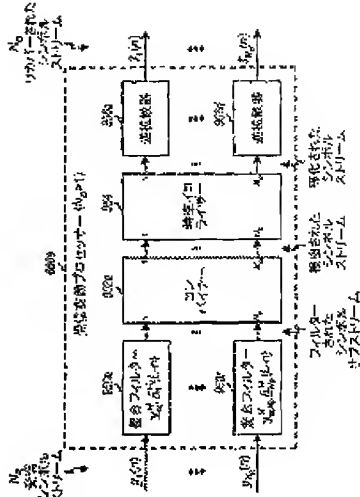
(89)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

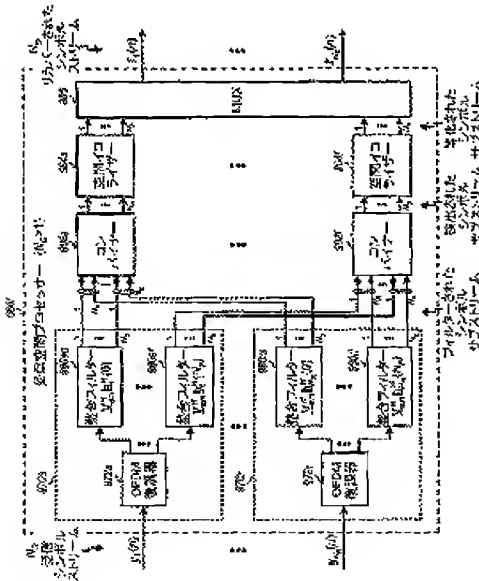
【図 9 D】



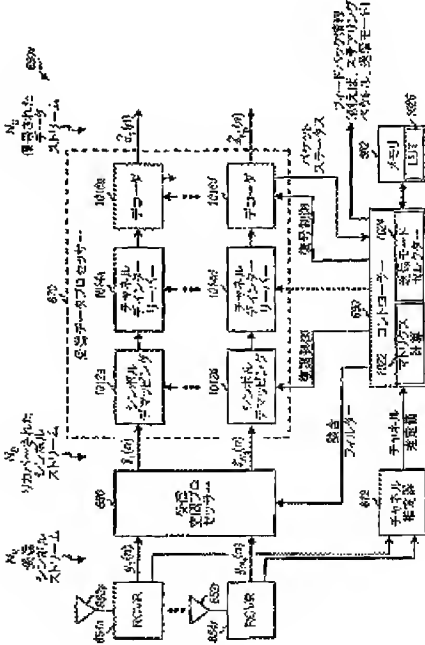
【図 9 E】



【図 9 F】



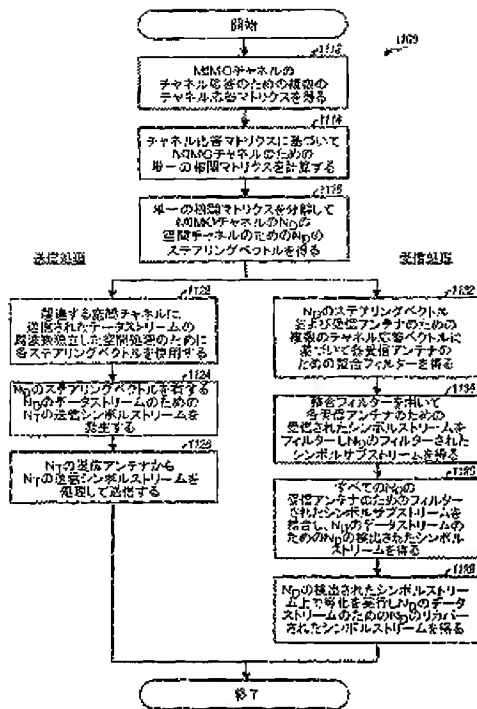
【図 10】



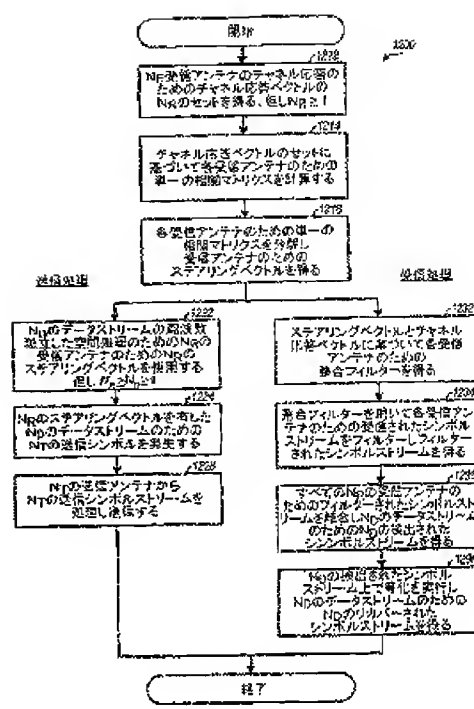
(90)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

【図 11】



【図 12】



(91)

JP 2007-563767 A 2007.2.22

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Inventor's Application No. PCT/US2004/027038
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L1/06 H04L25/02 H04B7/06		
According to International Patent Classification (IPC) into one or more International Classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system to which by classification symbol) IPC 7 H04B H04L		
Documents or publications other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, COMPENDEX		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 2003/002605 A1 (LO TITUS ET AL) 2 January 2003 (2003-01-02) the whole document	1-58
Y	US 2003/108117 A1 (HOWARD STEVEN J ET AL) 12 June 2003 (2003-06-12) abstract paragraphs '0001! - '0013!, '0022! - '0044!, '0059! - '0065!, '0077! - '0093!, '0123! - '0126!	1-58
Y	US 2002/191703 A1 (HOWARD STEVEN J ET AL) 19 December 2002 (2002-12-19) paragraphs '0008!, '0029!, '0043! - '0053!, '0070! - '0089!, '0120! - '0125! -/-	11, 17, 18
<input checked="" type="checkbox"/> Prior art documents are cited in the classification of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Present family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "B" earlier document but published on or after the international filing date "C" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (see specification) "D" document relating to an oral disclosure, use, exhibition or other means "E" documents published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "F" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to substantiate the priority or novelty underlying the invention "G" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "H" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, each combination being shown to be patentable in the art "I" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 9 December 2004		Date of mailing of the international search report 17/12/2004
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5930 Patentplan 2 Tel. +359 147 173400 Tel. (+31-70) 510-5040, Tel. 31 651 490 41 Fax: (+31-70) 510-5016		Authorizing officer Fernández Cuenca, B

Form PCT/ISA/210 (version sheet) (January 2004)

(92)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/US2004/027038

C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2003/043732 A1 (KETCHUM JOHN W ET AL) 6 March 2003 (2003-03-06) paragraphs '0009! - '0013!, '0037! - '0086!	1-58
A	WO 02/33852 A (HAAROT MARTIN ; SIEMENS AG (DE)) 25 April 2002 (2002-04-25) abstract; claims 1-8	

Form PCT/ISR210 (publication of second sheet) (January 2007)

page 2 of 2

(93)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.
PCT/US2004/027038

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2003002605 A1	02-01-2003	US 6470043 B1	22-10-2002
		US 6168736 B1	13-02-2001
		US 2004203547 A1	14-10-2004
		DE 69823326 D1	27-05-2004
		DE 69823326 T2	26-08-2004
		EP 1445875 A2	11-08-2004
		EP 0938194 A2	25-08-1999
US 2003108117 A1	12-06-2003	EP 1451964 A2	01-09-2004
		WO 03050968 A2	19-06-2003
		US 2004234004 A1	25-11-2004
US 2002191703 A1	19-12-2002	EP 1371147 A2	17-12-2003
		WO 02078211 A2	03-10-2002
		US 2004165558 A1	26-08-2004
		US 2003003880 A1	02-01-2003
US 2003048732 A1	06-03-2003	US 2003048856 A1	13-03-2003
		BR 0210656 A	05-10-2004
		EP 1410526 A1	21-04-2004
		JP 2004531950 T	14-10-2004
		WO 03001702 A1	03-01-2003
		BR 0209640 A	31-08-2004
		EP 1389366 A2	18-02-2004
		TW 576032 B	11-02-2004
		WO 02093779 A2	21-11-2002
		US 2003112860 A1	19-06-2003
WO 0233852 A	25-04-2002	DE 10551144 A1	25-04-2002
		RU 1813902 A	29-04-2002
		WO 0233852 A2	25-04-2002
		US 2004110537 A1	10-06-2004

(94)

JP 2007-503767 A 2007.2.22

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,CH,CM,KE,LS,MW,MZ,NA,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),
EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IT,LU,MC,ML,PL,PT,RO,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,
CI,CM,GA,GN,GQ,GN,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BN,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,
DE,DK,DM,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,M
A,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NA,NI,NO,NZ,OM,PG,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SY,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG
,US,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100095441

弁理士 白根 俊郎

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100103034

弁理士 野河 信久

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(74)代理人 100100952

弁理士 風間 鉄也

(72)発明者 ウルトン、ジェイ・ロドニー

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01741、カーリスル、ハイウッズ・レーン 85

(72)発明者 ケッチャム、ジョン・ダブリュ、

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01451、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 37

(72)発明者 ウォーレス、マーク・エス、

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、マデル・レーン 4

(72)発明者 ハワード、スティーブン・ジェイ、

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01721、アシェランド、ヘリテージ・アベニュー 75

Fターム(参考) 5K022 FFG0

5K059 CC01 CC02 CC03 DD31 DD35 DD39 EE02

【要約の続き】

各受信アンテナのために整合フィルタが得られる。